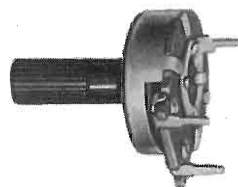
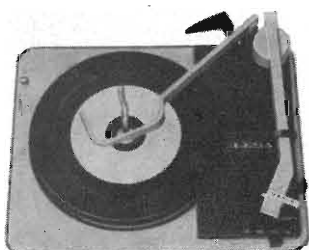
TV
ANNO XL - FEBBRAIO 1968 - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
2
LIRE 500

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo

MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura

Potenziometri speciali per TV a colori

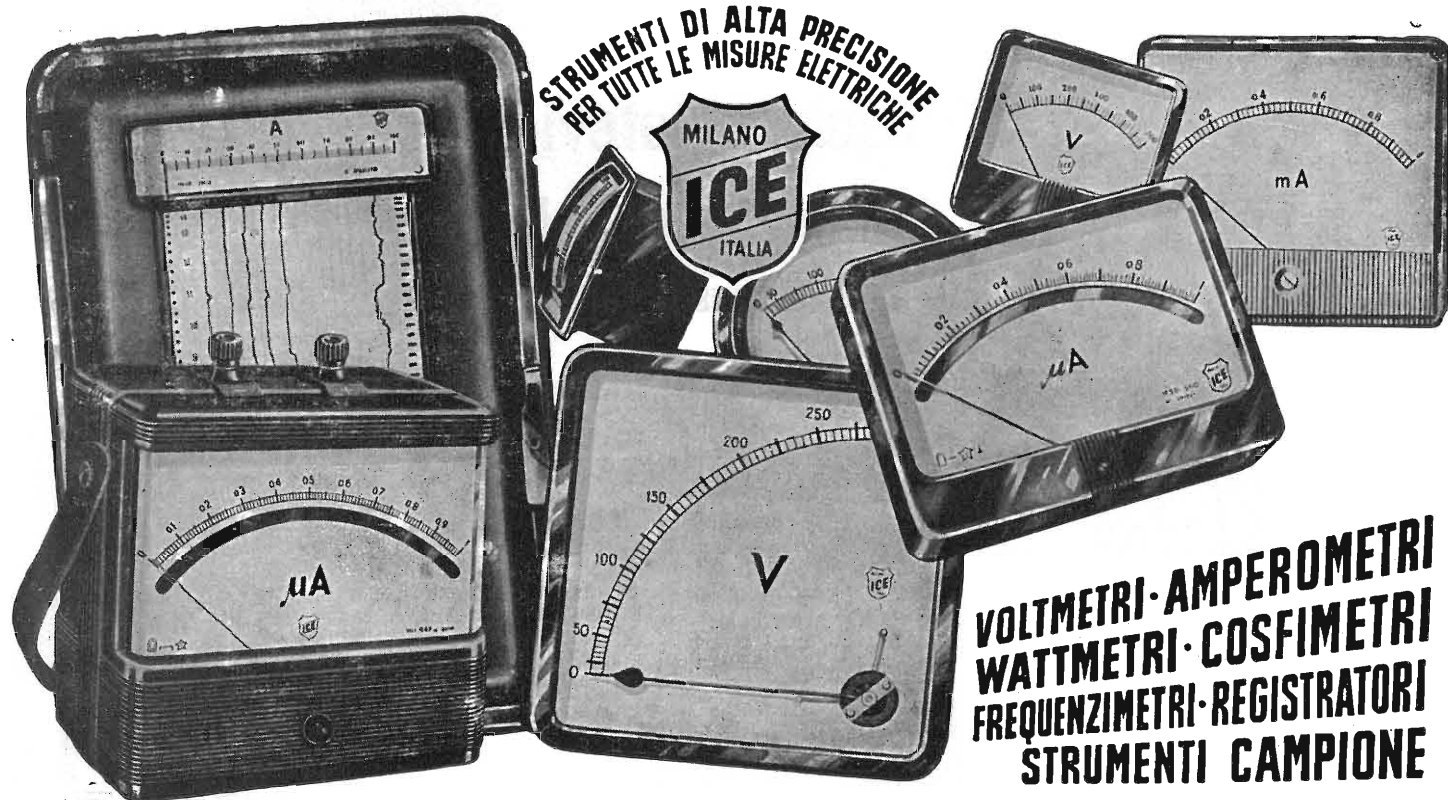
CAMBIADISCHI

GIRADISCHI

Altri prodotti per l'industria

Motori frazionari a cc e ca
Cartucce piezoelettriche
Interruttori rotativi
Interruttori con chiave

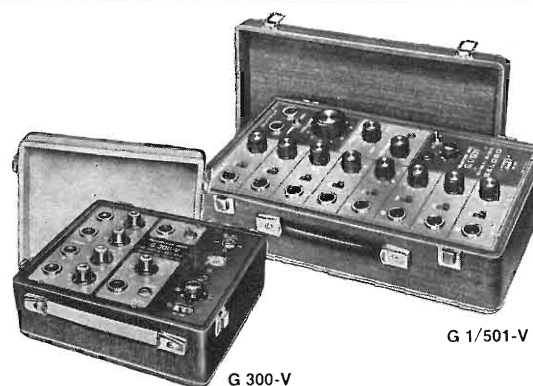
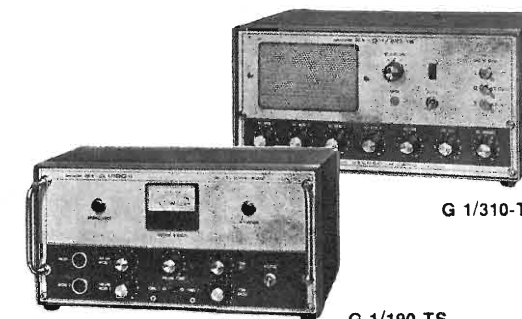
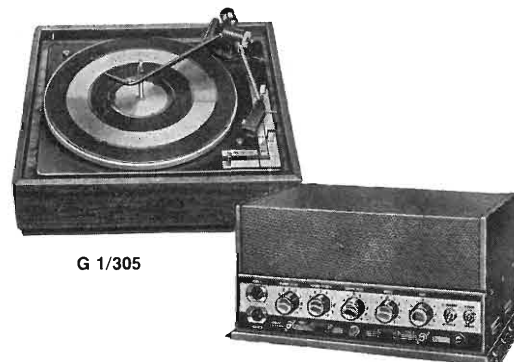
Invio gratuito dei cataloghi

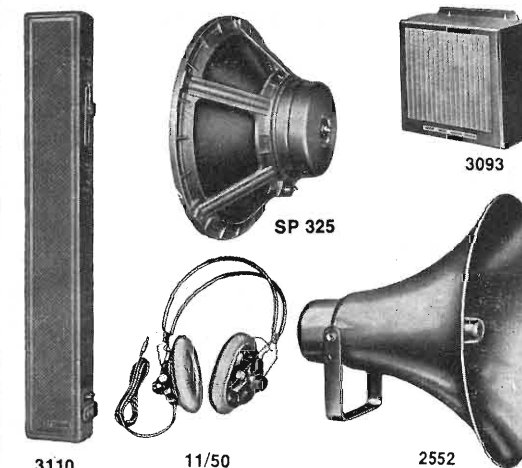
modelli a corrente alternata e a corrente continua, a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO
Uffici Regionali:
TORINO - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

11/110
11/107

MICROFONI DINAMICI
PREAMPLIFICATORI-MISCELATORI
AMPLIFICATORI A TRANSISTORI
COMPLESSI FONOGRAFICI
AMPLIFICATORI A VALVOLE
ALTOPARLANTI - COLONNE - TROMBE

G 1/501-V
G 300-V

G 1/310-TS
G 1/190-TS

G 1/305

G 3227-A

3093
SP 325
3110
11/50
2552

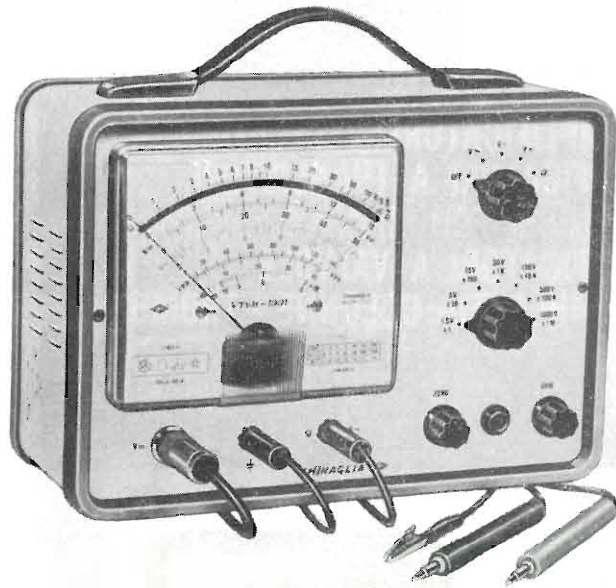
GELOSO

LA PIU' VASTA GAMMA DI APPARECCHI & COMPONENTI PER IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE

RICHIEDERE CATALOGO ILLUSTRATO APPARECCHI, GRATUITO, ALLA GELOSO S.p.A. - VIALE BRENTA, 29 - 20139 MILANO

La Chinaglia

ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.
Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta il NUOVO VTVM 1001 voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità

SCATOLA in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso gr. 2.100.
QUADRANTE a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.
STRUMENTO Cl. 1,5, 200 μA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
COMMUTATORI di misura e di portata per le varie inserzioni.
CIRCUITO a ponte bilanciato con doppio triodo.
VOLTMETRO ELETTRONICO in c.c.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate. Precisione ± 2,5%.
VOLTMETRO ELETTRONICO in c.a.: resistenza d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz ± 1 db; letture in volt efficace ed in volt picco picco. Precisione ± 3,5%.
OHMMETRO ELETTRONICO per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1.000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione ± 2,5%.
CAPACIMETRO BALISTICO da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.
DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
ALIMENTAZIONE con cambio tensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.
COMPONENTI di prima qualità; resistenze a strato Rosenthal con precisione del ± 1%; valvole, semiconduttori e condensatori Philips.
VALVOLE e SEMICONDUTTORI: n. 1 valvola SQ « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.
COSTRUZIONE semiprofessionale.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca e Ohm, istruzioni dettagliate per l'impiego.

V cc	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V
V ca (eff.)	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V
V ca (p. p.)	7 portate	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1.400 - 4.000 V
Output in db	7 portate	da — 20 a + 65 dB
Ohmmetro	7 portate	1 - 10 - 100 kΩ; 1 - 10 - 100 - 1.000 MΩ
Cap. balistico	6 portate	0,5 - 5 - 50 - 500 - 5.000 μF; 0,5 F

Resistenza d'ingresso: 22 MΩ cc 1 MΩ ca

ACCESSORI SUPPLEMENTARI
Puntale per alta tensione mod. AT. 1001 per misure fino a 30 KVcc
Resistenza d'ingresso globale con puntale inserito 2.200 MΩ, fattore di moltiplicazione 100.
Portate: 150 - 500 - 1.500 - 5.000 - 15.000 - 50.000 V (30 kVmax).

Sonda per radiofrequenza mod. RF. 1001 con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace; massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

◀ *Puntale alta tensione AT - 1001*

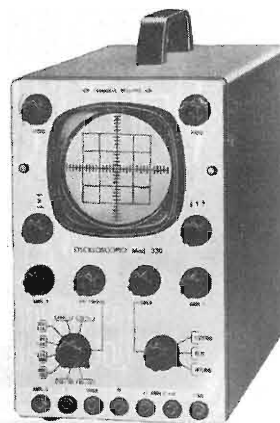
Sonda radio frequenza RF - 1001 ▶

Provavalvole e provatransistori 891

SEZIONE PROVAVALVOLE
SCATOLA in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 265 x 100. Peso gr. 4.650.
STRUMENTO Cl. 1,5, 1 mA 50 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
EMISSIONE: la prova di emissione viene eseguita in base alle tabelle riportate sul libretto d'istruzioni. L'efficienza si rileva direttamente dalla scala a settori colorati.
CORTOCIRCUITI e dispersioni rivelati da lampada al neon.
DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
VALVOLE: è prevista la prova delle valvole americane ed europee di tutti i vecchi tipi ed inoltre è prevista la prova per le valvole Sub-Miniatura, Rimlock, Octal, Lockin, Decal, Magnoval e Nuvistor.
ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

SEZIONE PROVATRANSISTORI
Si possono provare tutti i tipi di transistori NPN o PNP normali e di potenza e tutti i diodi comunemente impiegati nel settore radio TV.
Le prove valgono sia per i tipi al germanio che per i tipi al silicio.
Con questo strumento si verificano: cortocircuiti, dispersioni interruzioni e guadagno di corrente β.
Tutte le prove che l'apparecchio effettua sono prive di qualsiasi pericolosità sia per i semiconduttori in prova che per l'apparecchio.

Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

SCATOLA in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso gr. 3.300.
AMPLIFICATORE VERTICALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x 10, 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x 1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp.; sensibilità 30 mV efficaci/cm.
AMPLIFICATORE ORIZZONTALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 kHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.
ASSE DEI TEMPI: da 20 Hz a 25 kHz in 6 gamme con generatore interno.
SINCRONIZZAZIONE interna, esterna ed alla frequenza rete.
COMANDI DI CENTRATURA orizzontale e verticale.
TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata a 1 V pp.
ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.
VALVOLE e SEMICONDUTTORI IMPIEGATI: n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.
COSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.

Filiali: 20122 MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Telefono 833.371 ● (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg, 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio-TV

AF 139

MESATRANSISTOR AL GERMANIO PNP

PHILIPS

ELEVATA AMPLIFICAZIONE

BASSA CIFRA DI RUMORE

particolarmente adatto per impieghi nelle bande VHF e UHF

Amplificazione di potenza a 800 MHz = 11,5 dB
Cifra di rumore a 800 MHz con R_s = 60 Ω = 7 dB
Frequenza di taglio per |β| = 1 > 500 MHz

Gp (dB); f = 200 MHz, RL = 0,9 kΩ; f = 500 MHz, RL = 2 kΩ; f = 800 MHz, RL = 1,4 kΩ; Tensione di lavoro V_{batt} = 12V; Resistenza in c.c. del circuito collettore-emettitore R_V = 1kΩ; Resistenza del generatore R_g = 60Ω; $-I_c$ (mA)

PHILIPS S.p.A.
Reparto Elettronica
Milano - P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)

PHILIPS

Editrice IL ROSTRO

20155 **MILANO**

Via Monte Generoso 6/a Tel. 321542 - 322793

Listino provvisorio

SCHEMARIO TV

I serie 1954	L. 4.000	XIV serie 1962	L. 4.000
II serie 1955	» 4.000	XV serie 1962	» 4.000
III serie 1956	» 4.000	XVI serie 1963	» 4.000
IV serie 1957	» 4.000	XVII serie 1963	» 4.000
V serie 1958	» 4.000	XVIII serie 1963	» 4.000
VI serie 1958	» 4.000	XIX serie 1964	» 4.000
VII serie 1959	» 4.000	XX serie 1964	» 4.000
VIII serie 1959	» 4.000	XXI serie 1964	» 4.000
IX serie 1960	» 4.000	XXII serie 1965	» 4.000
X serie 1960	» 4.000	XXIII serie 1965	» 4.000
XI serie 1961	» 4.000	XXIV serie 1965	» 4.000
XII serie 1961	» 4.000	XXV serie 1965	» 4.000
XIII serie 1962	» 4.000	XXVI serie 1966	» 4.000

SCHEMARIO TV XXVII serie 1966 (con note di servizio) L. 5.500
SCHEMARIO TV XXVIII serie 1967 (con note di servizio) L. 5.500
SCHEMARIO TV XXIX serie 1967 (con note di servizio) L. 5.500

SCHEMARIO REGISTRATORI: 1ª serie . . L. 4.000
2ª serie . . » 4.000
3ª serie . . » 4.000

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi . . . . » 24.000

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . . . » 4.500

A. Nicolic e G. Nicolao
ALTA FEDELTA' . . . . » 7.000

F. Ghersel
I TRANSISTORI - Principi e applicazioni . » 11.000

P. Soati
AUTORADIO . . . . » 5.200

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE... NON E' DIFFICILE . . . . » 5.000

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.600

A. Nicolich
LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . » 500

P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . . . » 3.800

E. Aisberg
IL TRANSISTORE ?
è una cosa semplicissima . . . . . . » 1.900

G. Kuhn
MANUALE DEI TRANSISTORI - Vol. 1° . » 2.500
Vol. 2° . » 2.000

A. Colella
DIZIONARIO ITALIANO-INGLESE e INGLESE-ITALIANO . . . . » 9.000

V. Banfi, M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . » 3.300

P. Soati
LE RADIOCOMUNICAZIONI . . . . . . » 2.600

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . L. 2.500

F. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA TEDESCO-ITALIANO . . . . » 6.000

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.300

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 4.800

G. Mannino Patanè
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . » 500

D. Pellegrino
BOBINE PER BASSE FREQUENZE . . . » 500

P. Soati
CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI . . . . » 350

G. Termini
INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori . . . . » 500

G. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . » 2.300

F. Ghersel
I RICEVITORI DI TV A COLORI . . . . » 3.000

H. Schreiber
TRANSISTORI . . . . » 1.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . » 3.000

A. Six
RIPARARE UN TV? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA . . . . » 2.100

H. G. Mende
RADAR . . . . » 650

P. Soati
METEOROLOGIA . . . . » 350

A. Pisciotta
TUBI A RAGGI CATODICI . . . . . . » 450

A. Pisciotta
PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE . . . . » 1.000

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . » 5.800

COLLANA DI RADIOTECNICA

di R. Wigand e H. Grossman . . . . L. 3.000

COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

di R. Wigand e H. Grossmann . . . . » 3.800

ANNO XL **2**

l'antenna

FEBBRAIO 1968 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Comitato di Redazione prof. dott. Edoardo Amaldi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gustavo Kuhn - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Paolo Quercia - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

Sommario

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Concessionaria per la distribuzione in Italia: Diffusione Milanese - Milano - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417
Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6

dott. ing. Alessandro Banfi

La riscossa della TVC europea

La televisione a colori ha avuto inizio ufficialmente nel 1952 negli Stati Uniti d'America. Ciò è noto. Ed è anche arcinoto che per oltre un decennio la sua diffusione è stata scarsissima e solamente da pochi anni (praticamente dal 1965) ha assunto un sostanziale sviluppo. Attualmente il ritmo di produzione è valutato sui 200.000 televisori al mese: ma pure con tale produzione non disprezzabile, i prezzi di vendita non sono scesi sensibilmente.

Parecchie indagini di mercato non hanno saputo dare spiegazioni attendibili di questa situazione che appare piuttosto strana, particolarmente nei confronti di quanto sta oggi accadendo in Europa.

Infatti, prima dell'entrata in servizio ufficiale della TVC europea, avvenuta praticamente nell'autunno 1967 in Germania Federale, Francia e Inghilterra, si prevedeva correntemente un costo del televisore a colori circa triplo di quello in bianco-nero, sino a che non si fossero raggiunte delle produzioni di grande serie.

Invece, in contrasto con tali previsioni, l'industria europea e particolarmente quella tedesca, ha praticamente capovolto la situazione americana, instaurando una feroce guerra dei prezzi che ha lasciato sorpresi ed anche preoccupati gli stessi americani.

Vi sono già sul mercato del MEC, televisori a colori ad un prezzo intorno alle 260.000 lire ed è stato annunciato che nel prossimo anno 1969 i prezzi di vendita di tali televisori saranno di poco superiori o forse anche uguali a quelli in bianco-nero.

Non intendiamo entrare ora, in questa sede, in un'analisi tecnica dei prezzi di produzione di un moderno televisore a colori.

E' comunque risaputo che tutte le nostre principali industrie Radio-TV stanno alacremente studiando e sperimentando prototipi di televisori a colori e, a quanto si dice, con ottimi risultati sia di qualità, che di costi di produzione competitivi nel mercato MEC.

Già abbiamo in precedenza accennato all'assurda situazione dell'Italia nei confronti delle altre nazioni europee per quanto riguarda la TV a colori. Ed oggi più che mai si rivela la incredibile miopia ed incompetenza dei nostri programmatori economici che ci hanno relegato in questa umiliante situazione nell'ambito dell'industria europea con la utopistica intenzione di frenare le spese superflue a profitto del risparmio.

Non è con questa meschina e partigiana « austerity » che si protegge il risparmio popolare, che viene invece ingoiato dall'assurdo e pericoloso « boom » della schiavitù dell'automobile.

Comunque, o presto o tardi, ed auguriamoci più presto che tardi, dovremo pur uscire da questa irragionevole e dannosa impasse.

E coraggiosamente oltre che consapevolmente responsabile delle proprie sorti, l'industria italiana ha già sostituito, anzi anticipata, ogni decisione governativa in merito alla TV a colori, adottando ufficiosamente il sistema PAL e puntando su un traguardo d'inizio delle trasmissioni regolari da parte della RAI nei primi mesi del 1969.

Comunque un primo assaggio del morboso interesse del pubblico italiano per la TV a colori, ci è stato dato recentemente dalla ricerca affannosa nella zona lombarda dei pochi televisori a colori reperibili, per la ricezione delle trasmissioni dalla Svizzera delle Olimpiadi di Grenoble.

Un sondaggio di mercato effettuato recentemente da una grande Azienda italiana ha rivelato l'esistenza di almeno 100.000 acquirenti immediati di televisori a colori.

Non è una grande cifra, ma è pur sempre un buon segno iniziale dell'apertura di un mercato che potrebbe tonificare la nostra industria Radio-TV.

A.

a cura dell'ing. A. Nicolich

Con le logiche compatibili ad assorbimento di corrente verso la soluzione del problema della obsoloscenza dei circuiti integrati

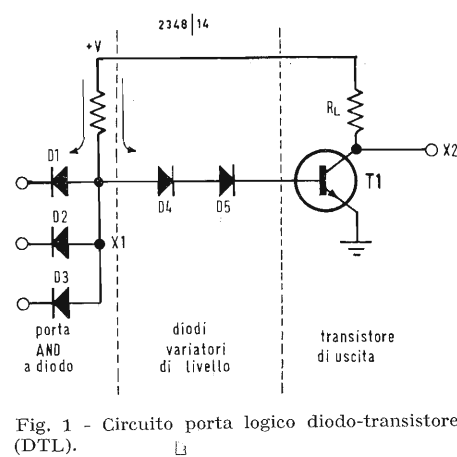



Fig. 1 - Circuito porta logico diodo-transistore (DTL).

Quasi quotidianamente assistiamo alla nascita di un nuovo transistore, microcircuito o circuito integrato. È evidente che l'ultimo ritrovato è migliore e comporta vantaggi rispetto al precedente, che diviene automaticamente superato. Il progettista si trova in grave imbarazzo nella scelta dei componenti semiconduttori per i suoi circuiti, e quando li ha scelti in mezzo all'enorme quantità a disposizione, corre il rischio di constatare che il suo progetto è divenuto vecchio prima ancora di essere finito, a motivo della comparsa di un nuovo microcircuito, che meglio risolverebbe il problema che lo interessa. Finora la sostituzione di un gruppo obsoleto con uno più recente, comportava la revisione ex novo della progettazione dell'intero dispositivo, per la incompatibilità delle famiglie dei circuiti micrologici. Inutile dilungarsi sul disagio tecnico, industriale e finanziario derivante da un simile stato di cose, ognuno comprende da sè quali ne possano essere le conseguenze.

È perciò ben augurabile l'avvento di famiglie di circuiti micrologici, che siano tra loro compatibili, nel senso che si possano intercambiare senza dover riprogettare tutto un sistema.

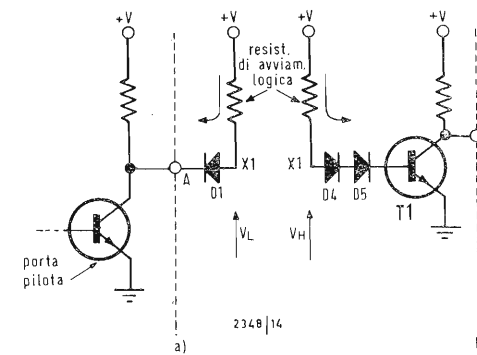
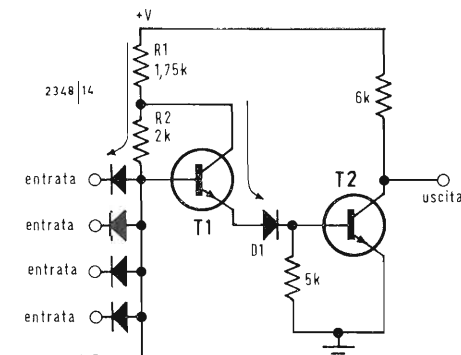
Un grande passo avanti verso l'auspicata compatibilità è stato compiuto dalla SGS, che con la sua « Compatible Current Sinking Logic » (= Logica compatibile ad assorbimento di corrente; sigla CCSL) ha originato tre famiglie di microcircuiti: TTμL (micrologici transistore-transistore), DTμL (micrologici a diodo-transistore) e LPDTμL (micrologici diodo-transistore a bassa potenza), usando le quali (osservando le regole di interconnessione dettate dalla SGS) i progettisti di circuiti sono liberi di pensare in termini di prestazioni a livello di ciascuno stadio del sistema e non in funzione delle prestazioni di una sola famiglia. La denominazione « ad assorbimento di corrente » sta a indicare che i nuovi circuiti micrologici possono assorbire corrente dai circuiti da essi stessi alimentati. La compatibilità sarà assicurata, entro vasti limiti, anche per l'avvenire, quando nuove funzioni complesse di tipo bipolare verranno sviluppate dalla SGS e che saranno conformi alla CCSL, richiedendo al più lievi varianti ai circuiti di progettazione odierna impieganti la CCSL; ciò in vista dei futuri non lontani sviluppi dell'integrazione su vasta scala. Anziché reclamizzare la CCSL, preferiamo riassumerne le caratteristiche, commentando i circuiti fondamentali divenuti ormai familiari alla schiera dei tecnici progettisti di microcircuiti integrati, lasciandoci guidare la penna dai tecnici della SGS.

1. - DEFINIZIONI

I circuiti digitali integrati possono essere divisi in 3 classi tecnologiche aventi caratteristiche genetiche analoghe: 1) generazione di corrente — 2) assorbimento di corrente — 3) modo di corrente. I termini « generazione » e « assorbimento » indicano che l'uscita del circuito agisce come una sorgente di corrente (cioè da essi si può ricavare un flusso di corrente) ovvero come un assorbitore di corrente (cioè il circuito riceve corrente) per gli ingressi degli stadi che seguono quell'uscita.

I circuiti a modo di corrente (CTL, CML) possono o assorbire, o emettere corrente, assumendo svariate forme. Il loro nome deriva dalla loro capacità di variare i livelli logici eseguendo una commutazione fra due livelli attivi di corrente, o modi. Essi generalmente utilizzano circuiti a inseguitore di emettitore o ad accoppiamento di emettitore. Tutti gli elementi compresi nella famiglia della CCSL della SGS-Fairchild sono composti di uno delle tre logiche fondamentali (porte): DTμL, TTμL e LPDTμL sopra ricordate.

2. - IL CIRCUITO-PORTA LOGICO DIODO-TRANSISTORE

Il circuito-porta logico diodo-transistore (v. fig. 1) è composto di una porta a diodo, che svolge le funzioni di AND, di due diodi che spostano il livello e di un transistore invertitore di uscita il quale, oltre ad aumentare il guadagno del circuito, svolge un'inversione logica. La resistenza di collettore del transistore di uscita, non necessario per il funzionamento del circuito logico, viene impiegato per accelerare la commutazione (abbreviarne la durata). Affinché l'uscita X_1 della porta AND sia alta, tutte tre le entrate devono essere alte; se una o più entrate sono basse, l'uscita X_1 è pure bassa.

Un « basso » dell'ingresso della porta DTL deriva corrente dalla base del transistore invertitore e l'uscita X_1 raggiunge la condizione « alto ». Con le entrate « alte », scorre corrente, attraverso i diodi sfalsatori di livello, nella base del transistore invertitore e l'uscita va alla condizione « basso ».

Nella pratica, un DTL è seguito da un'altra porta; perciò quando l'uscita è bassa, esso riceve la corrente emessa dal diodo di entrata del circuito-porta successivo, mentre, quando l'uscita è alta, solo una piccola corrente di fuga del diodo deve fluire dall'uscita. La corrente più intensa in questo circuito si ha nel terminale di uscita; perciò, per la definizione data sopra, la porta diodo-transistore è un elemento assorbitore di corrente.

La buona immunità rispetto ai disturbi della porta DTL deriva dai due diversi livelli di tensione assunti dal punto X_1 durante i due stati logici indicati in fig. 2, dove le due componenti della corrente di logica sono indicate separatamente.

Quando l'entrata è bassa, generalmente cortocircuitata a massa attraverso il transistore di uscita saturato della porta precedente, la tensione di X_1 (V_L) è data dalla somma di una tensione di saturazione emettitore collettore (V_{CEsat}) e di una caduta di tensione diretta del diodo (V_F) (fig. 2*a*), cioè: $V_L = V_{CEsat} + V_F = 0{,}3 + 0{,}7 = 1$ V.

Nell'altro stato, la tensione di X_1 (V_H) è data dalla somma della caduta diretta dei due diodi variatori di livello (D4 e D5) e della tensione del diodo formato dalla base e dall'emettitore del transistore di uscita (fig. 2*b*), cioè: $V_H = 3\ V_F \cong 3 \times 0{,}7 = 2{,}1$ V.

Dunque, quando vige lo stato « basso »,

Fig. 2 - Percorso logico della corrente in una porta DTL.

Fig. 3 - Circuito porta micrologico diodo-transistore (DTμL).

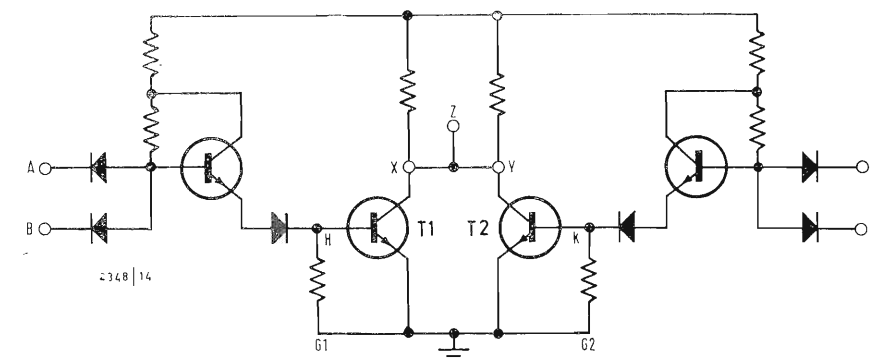



Fig. 4 - Wired-OR (OR a collegamento).

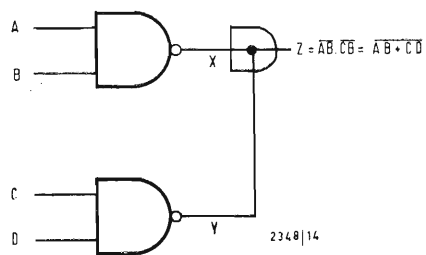
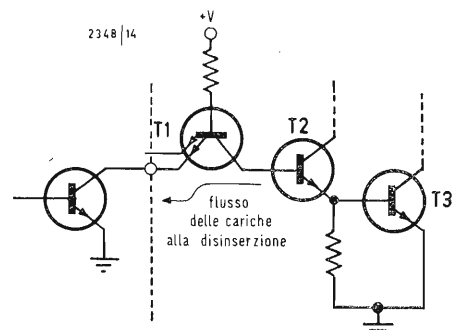



Fig. 5 - Simbolo dell'OR a collegamento di fig. 4.

Fig. 7 - Flusso di cariche alla disinserzione della TTμL.

l'entrata della porta può aumentare in senso positivo fino a 1,1 V, cioè:
$V_H - V_L = 2{,}1 - 1{,}0 = 1{,}1$ V,
prima che la corrente logica passi dal diodo D_1 di entrata alla base del transistore di uscita, variando così la condizione (o stato) dell'uscita.
In altri termini, l'immunità dai disturbi a basso livello della porta DTL è 1,1 V. Analogamente, si può dimostrare che, con una tensione di alimentazione (V+) di 5 V, l'immunità dai disturbi ad alto livello di una porta DTL è circa 3,6 V, trascurando la caduta di tensione attraverso la resistenza R_L di uscita, provocata dalla corrente di fuga dei diodi.

3. - IL CIRCUITO-PORTA MICROLOGICO DIODO-TRANSISTORE

Il circuito-porta micrologico diodo-transistore (v. fig. 3) è una versione integrata di media velocità della porta DTL sopra descritta. Sostituendo uno dei due diodi variatori di livello con un transistore (T_1), si migliora la prestazione della porta DTL convenzionale, nei riguardi del numero delle unità, che si possono pilotare con la stessa uscita (cioè il « fan out »), e si migliora anche la figura di merito del prodotto del tempo di propagazione per la dissipazione di potenza. Nel circuito porta DTμL, infatti, la corrente uscente dai diodi di entrata (entrata « bassa ») è determinata dalla somma delle due resistenze R_1 e R_2 ed è minore della corrente entrante nella base del transistore di uscita (entrata « alta »), che è determinata solo dalla resistenza R_1 (v. fig. 3). Perciò, a parità del valore minimo del guadagno del transistore di uscita, il numero di entrate, che possono far assorbire la loro corrente nell'uscita, risulta aumentato. Il nodo (punto X) dei diodi è portato fuori nel disegno per permettere di aggiungere qualche elemento, come diodi esterni, e un'estensione praticamente illimitata delle entrate, quando si presenti la necessità di effettuare tale estensione.

Una caratteristica molto utile della porta DTμL è la possibilità di svolgere una funzione di eccitazione semplicemente collegando tra loro due o più uscite. Questa funzione, nota come « OR a collegamento » (wired-OR) è effettuata come mostra la fig. 4.
L'uscita X della porta G_1 e l'uscita Y della porta G_2 vengono collegate insieme, dando luogo ad una nuova porta con quattro entrate A, B, C, D ed un'uscita Z. T_1 e T_2 formano una porta NOR.
Supponiamo che H sia il segnale alla base di T_1 e K il segnale alla base di T_2, l'uscita Z vale: $Z = H + K$, ma H è un AND per A e B, e K è un AND per C e D, per cui $Z = AB + CD$. e si ottiene una funzione logica a due livelli connettendo semplicemente insieme tra loro le uscite delle due porte NAND a livello unico. La fig. 5 mostra il simbolo adottato per indicare questa funzione.

4. - IL CIRCUITO-PORTA MICROLOGICO TRANSISTORE-TRANSISTORE

La fig. 6 mostra lo schema circuitale della porta TTμL. La porta a diodo di entrata è stata sostituita da un transistore T_1 a molti emettitori, di cui la giunzione collettore-base sostituisce anch'essa uno dei due diodi variatori di livello.
Il secondo diodo sfalsatore di livello è sostituito dalla giunzione base-emettitore di T_2. Il transistore multiemettitore aumenta la velocità della porta per azione di transistore. Durante il passaggio di commutazione, che ha luogo dopo che l'entrata (emettitore) ha raggiunto il suo livello basso di tensione, il dispositivo pluriemettitore si comporta come un normale transistore, provvedendo un carico fuori del circuito di uscita « on »; il suo collettore satura e rimane agganciato alla tensione di saturazione sopra il suo emettitore. Questa bassa tensione di ritorno per il circuito che pilota la base del transistore

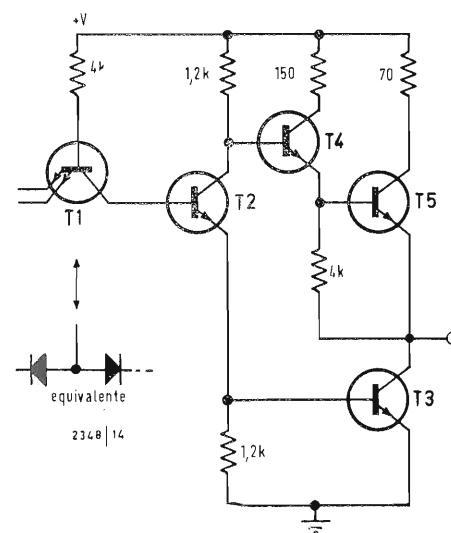



Fig. 6 - Circuito porta micrologico transistore-transistore (TTμL).

di uscita, abbrevia il ritardo di propagazione fornendo una via per scaricare il flusso di cariche come mostra la fig. 7.
D'altro canto, con un transistore multiemettitore (con entrata alta) si deve tollerare una corrente di fuga più alta rispetto ad un circuito porta DTμL, a motivo dell'effetto β inverso; con l'emettitore connesso all'alta tensione, come converrebbe nel caso di entrata alta, la corrente di fuga di entrata della giunzione base-emettitore viene amplificata dall'h_{FE} inverso del transistore multiemettitore.
In seguito alla necessità di fornire una maggiore corrente all'uscita, quando si è nello stato alto, per controbilanciare la maggior corrente di fuga di entrata e, allo stesso tempo, per aumentare la velocità con carichi capacitivi, la resistenza di collettore del DTL è stata sostituita nella porta TTμL da due trasferitori di emettitore in cascata (T_4 e T_5 di fig. 6). Questo circuito attivo di avviamento fornisce una forte corrente pilota, quando l'uscita diviene alta, e così diminuisce grandemente il tempo di salita anche con carichi capacitivi relativamente forti.
A motivo del transistore multiemettitore di entrata e del circuito di uscita in controfase, l'estensione del massimo numero di entrate e l'effetto OR (OR-ing) di uscita non sono possibili con una porta TTμL.

5. - IL CIRCUITO-PORTA MICROLOGICO DIODO-TRANSISTORE A BASSA POTENZA

La fig. 8 mostra lo schema circuitale della porta LPDTμL; si usano valori alti delle resistenze (circa 10 volte superiori che per la porta DTμL) per ridurre la dissipazione di potenza al minimo. L'uscita dell'LPDTμL può essere fatta o con un avviatore attivo (collegando esternamente l'emettitore e_1 di T_1 al collettore di T_2), o con un avviatore resistivo (lasciando e_1 aperto e collegando la resistenza di 15 kΩ al suo posto) per permettere l'uso della funzione di OR con collegamento.
Si usa il transistore T_1 a doppio emettitore per accelerare sia la chiusura, sia l'apertura della porta.
Durante il modo di funzionamento in chiusura, quando l'entrata comincia a diventare alta, la corrente che scorre attraverso la resistenza di 40 kΩ (v. fig. 9) viene deviata nella base di T_4, che comincia a condurre e abbassa l'emettitore e_2 di T_1, che pure comincia a condurre.
Questa azione aumenta la corrente disponibile per il controllo di T_3 e T_2, così diminuendo il tempo di innesco. L'emettitore e_2 di T_1, inoltre, preleva corrente dall'alimentatore solo durante i periodi di transizione, poiché, quando T_2 e T_3 sono pienamente eccitati, T_1 si apre. Infatti, la base di T_1, la quale è connessa al collettore di T_3, riceve una V_{BE} minore del suo emettitore e_2.
Durante la condizione di apertura, T_1, con il suo emettitore e_1, lavora come un avviatore attivo di una porta TTμL, diminuendo il tempo di salita di uscita. Come nel caso della porta DTμL, l'estensione del massimo numero delle entrate può essere ottenuta con la porta LPDTμL aggiungendo diodi esterni al nodo delle entrate.

6. - CONFRONTO FRA DTμL, TTμL E LPDTμL

La tabella I riassume le caratteristiche più importanti delle tre famiglie di CCSL della SGS-Fairchild sopra descritte.
Tutti gli elementi CCSL sono disponi-

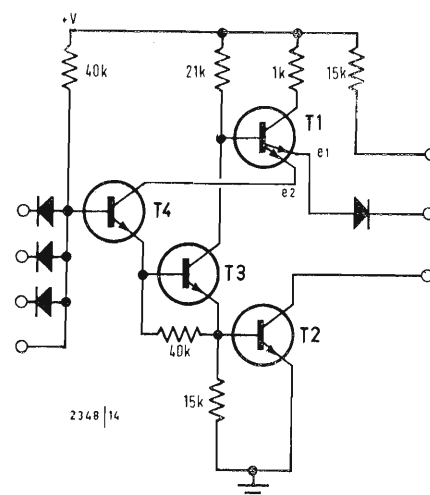



Fig. 8 - Circuito porta micrologico diodo-transistore a bassa potenza (LPDTμL).

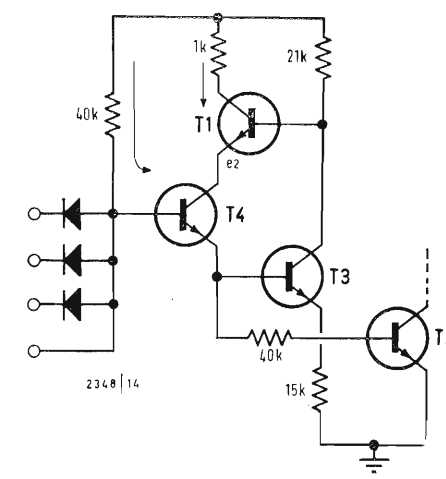



Fig. 9 - Condizione all'inserzione della LPDTμL.

TABELLA I - *Riassunto delle famiglie della CCSL.*

	DTµL	TTµL	LPDTµL
Numero di elementi	16	14	7
Tensione di alimentazione V	5	5	5
Dissipazione di potenza per porta (punta) mW	8	11	1
Tempo di propagazione per porta nsec (punta)	25	6	60
Fan-out	8	10	10
Margine c.c. di disturbo (punta) V	1	1	1
Circuito di uscita con	avviatore resistivo	avviatore attivo	avviatore attivo o resistivo
fornisce:	capacità di *OR* collegato	Pilotaggio di forte capacità	Pilotaggio di forte capacità o possibilità di *OR* collegato
Estensione di fan-in	si	no	si
Intervallo di temperatura			
— esteso	—55°C ÷ +125°C	—55°C ÷ +125°C	—55°C ÷ +125°C
— normale	0 ÷ +75°C	0 ÷ +75°C	0 ÷ +75°C
— involucro	ceramico (piano o concavo)	ceramico (piano o concavo)	ceramico (piano o concavo)

TABELLA II - *Livelli garantiti nei casi più sfavorevoli.*

	Standard (0 ÷ +75°C)	Esteso (—55°C ÷ +125°C)
Tensione di uscita a basso livello (V_{OL}) V	0,5	0,4
Tensione di uscita ad alto livello (V_{OH}) V	2,5	2,5
Tensione di entrata a basso livello (V_{IL}) V	0,8	0,7
Tensione di entrata ad alto livello (V_{IH}) V	2,0	2,1

bili negli stessi due involucri ceramici ermeticamente saldati: il contenitore piatto per la densità massima e quello doppio in linea per montaggio semplificato.
La TTµL è la più rapida delle tre famiglie ed è anche quella che dissipa la maggior potenza. La LPDTµL dissipa la minor potenza, ma è più lenta delle altre. La DTµL sta in mezzo fra le altre due per velocità e dissipazione di potenza.
A parte le differenze di velocità e di dissipazione di potenza, ciascuna famiglia della CCSL ha caratteristiche uniche, offrendo così all'ingegnere progettista il giusto elemento praticamente per tutte le esigenze logiche. L'avviatore resistivo di uscita della DTµL e (disponibile ad opzione) della LPDTµL acconsente l'uso dell'effetto OR; d'altro canto, con gli elementi TTµL, il circuito avviatore attivo non acconsente questa connessione logica. L'effetto OR di entrata è però possibile con taluni elementi TTµL.
L'estensione fan-in diretta può essere ottenuta con elementi DTµL e LPDT µL.
Ad onta del fatto che tutte tre le famiglie hanno essenzialmente lo stesso margine di disturbo c.c. della porta fondamentale diodo-transistore, il loro comportamento rispetto all'immunità dai disturbi c.a. è molto diverso.
Primariamente, l'avviatore attivo di uscita della porta TTµL, combinata con la sua propria alta velocità, dà luogo ad un'alimentazione rapida e impulsi disturbanti di fondo durante i periodi di transizione, a motivo delle forti correnti di carica capacitiva erogate all'uscita.
Inoltre, durante i periodi di transizione, l'avviatore attivo di uscita agisce come un momentaneo cortocircuito fra alimentazione e massa originando nuovamente forti punte della corrente di alimentazione.
Nei sistemi ad alta velocità che impiegano la TTµL, si deve prendere cura di by-passare tutte le alimentazioni e di minimizzare l'effetto di questo disturbo generato internamente. Infine, impulsi disturbanti, per quanto di breve durata, possono essere abbastanza lunghi da permutare lo stato di una porta TTµL, mentre una porta LPDT µL, a motivo della sua più bassa velocità, non può reagire affatto a tali impulsi.
Il comportamento caratteristico delle tre porte fondamentali della CCSL, rispetto agli impulsi disturbanti del segnale, è illustrato nelle curve di fig. 10, dove l'altezza degli impulsi di entrata, sufficiente a permutare lo stato dell'uscita, è rappresentata in funzione della larghezza degli impulsi.

7. - LA COMPATIBILITA' DELLA CCSL

7.1. - Che cosa s'intende per compatibilità

Un gruppo di elementi logici è definito compatibile quando tutti gli elementi possono essere pilotati da ognuno degli altri e possono pilotare ciascuno degli altri.
Nel caso della CCSL, compatibilità significa molte altre cose:
a) tutti gli elementi sono azionati dalla stessa tensione di alimentazione di 5 V;
b) i terminali a V_{CC} e di massa sono gli stessi per tutti gli elementi, il che acconsente l'uso di alimentatori normalizzati e di griglie di distribuzione di massa;
c) identica configurazione dei terminali per le stesse funzioni; per es. la porta a due entrate quad 9002 della TTµL ha gli stessi piedini di entrata e di uscita della DTµL 9946 a due porte quad e della LPTDµL 9046.
Ciò acconsente la sostituzione funzionale di un elemento con un altro di maggior velocità o di minor dissipazione di potenza;
d) i livelli di entrata e di uscita delle logiche sono gli stessi per tutti gli elementi. Ciò, insieme con un gruppo di regole di carico normalizzate, descritto qui appresso, permette la diretta interconnessione di tutti gli elementi.

7.2. - Regole di caricamento della CCSL

Il primo passo verso l'approntamento di un gruppo di regole di carico è lo stabilire i livelli logici di entrata e di uscita. Questi livelli determinano l'immunità dei disturbi per tutti gli elementi, e le basi per l'interappaiamento del complesso. Le regole di caricamento della CCSL della SGS-Fairchild garantiscono i livelli logici ottimi entro l'intervallo standard di temperatura da 0 a +75°C e nell'intervallo allargato di temperature fra —55°C + 125° C per tutti gli elementi della CCSL. I livelli garantiti nel caso più sfavorevole sono: riportati in tabella II.
L'immunità dai disturbi si calcola con i valori sopra riportati, secondo le seguenti relazioni:
1. immunità ai disturbi ad alto livello $= V_{OH} — V_{IH}$,
2. immunità ai disturbi a basso livello $= V_{IL} — V_{OL}$.
Una volta stabiliti i livelli logici e i margini di disturbo c.c., si possono risolvere le regole di adattamento interfacciale. Allo scopo di semplificare le capacità di caricare l'entrata e di pilotare l'uscita, si sono assegnati a ciascun elemento i fattori di carico e i fattori di pilotaggio.
Questi fattori sono dati sotto forma di rapporti, ma non sono definiti come rapporti aritmetici. Il numeratore può essere sommato o sottratto indipendentemente dal denominatore e viceversa. Si è scelta questa forma per l'analisi confacente delle regole di caricamento.

$$\text{Fattore di carico} = \frac{\text{Fattore di carico ad alto livello}}{\text{Fattore di carico a basso livello}}$$
(indicato alle entrate dei circuiti)

Fattore di pilotaggio =
Fattore di pilotaggio ad alto livello

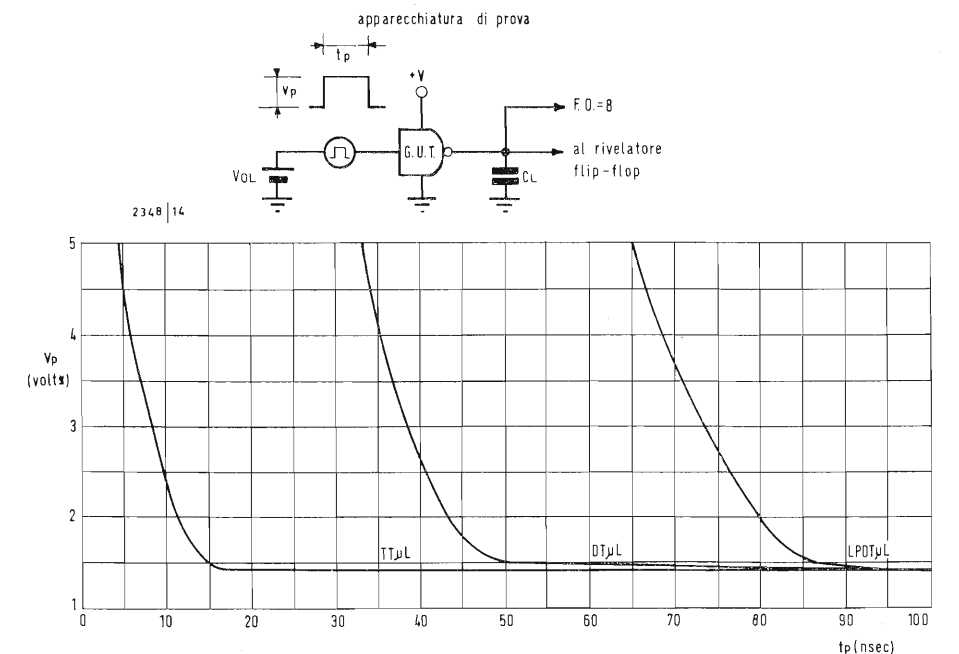



Fig. 10 - Immunità ai disturbi di segnali c.a. in funzione della larghezza dell'impulso disturbante per TTµL, DTµL e LPDTpL.

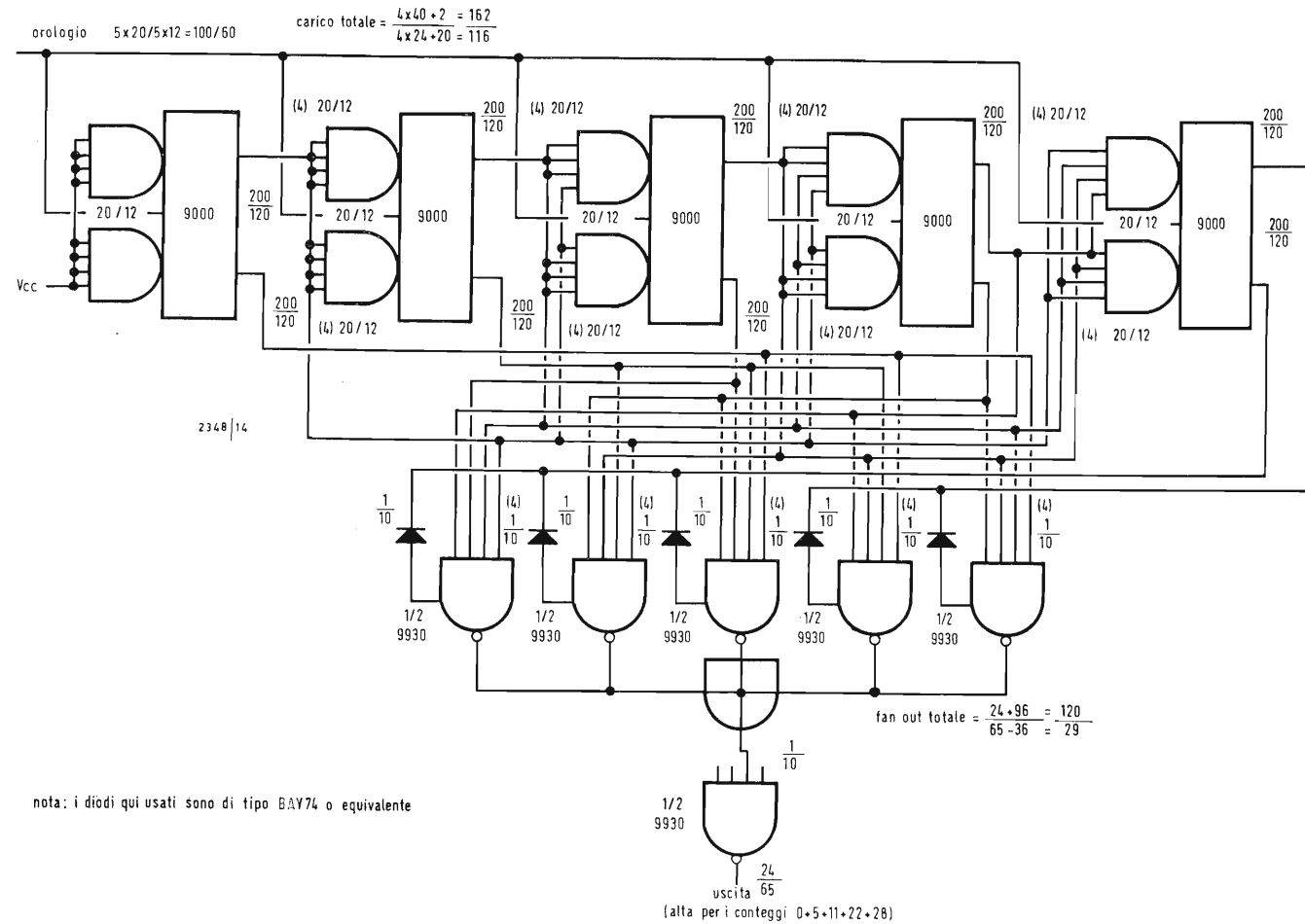



Fig. 11 - Contatore sincrono a 5 bit con uscite decodificate.

Fattore di pilotaggio a basso livello (indicato alle uscite dei circuiti),

dove:

Fattore di carico ad alto livello = corrente di entrata erogata *entro* le entrate, durante lo stato ad alto livello di entrata;

Fattore di carico a basso livello = corrente di entrata ricavata *fuori* dall'entrata, durante lo stato a basso livello d'entrata;

Fattore di pilotaggio ad alto livello = capacità dell'uscita di fornire corrente *fuori* dall'uscita, durante lo stato ad alto livello di uscita;

Fattore di pilotaggio a basso livello = capacità dell'uscita di assorbire corrente *entro* l'uscita, durante lo stato a basso livello di uscita.

Condizione necessaria è che il fattore di pilotaggio ad alto livello sia uguale alla somma dei fattori di carico ad alto livello, o maggiore di essa, e che il fattore di pilotaggio a basso livello sia uguale alla somma dei fattori di carico a basso livello, o maggiore di tale somma. Se si vuole un efficiente interfacciamento bisogna tener conto sia dei fattori ad alto livello di carico e di pilotaggio, sia dei fattori a basso livello di carico e di pilotaggio.

1° es.: carico max = 12 porte LPDTL. Limitato dalle capacità di pilotaggio ad alto livello. In questo caso il carico totale a basso livello è solo 12 e la capacità di pilotaggio è 65.

2° es.: carico max = 12 porte DTL, limitato dalle capacità di pilotaggio a basso livello. Qui il carico totale ad alto livello è 12 e la capacità di pilotaggio è 200.

Note.

1. *Regole di caricamento di un'unica famiglia.*

Per i nodi, dove sono collegati gli elementi di una sola famiglia, si devono usare regole di carico semplificate date per quella famiglia.

Si deve riferirsi ai listini dei dati relativi.

2. *Fattore di pilotaggio della* LPDTμL

Se si usano elementi nel campo allargato di temperature, solo sotto —30°C, il fattore di pilotaggio a basso livello diventa 12, invece di 10.

I fattori di pilotaggio della LPDTL dati nella tabella del campo standard di temperature, corrispondono a un

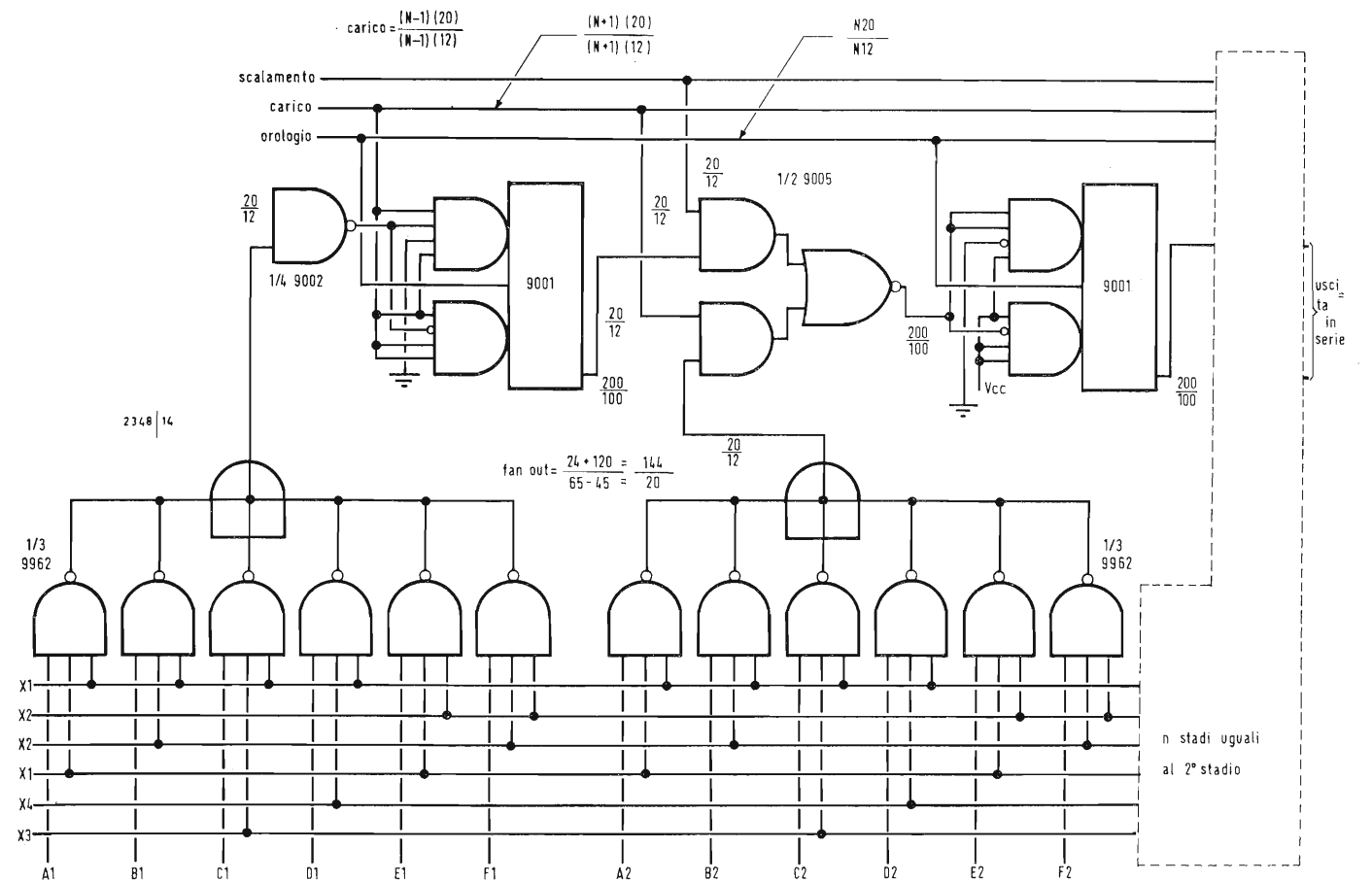



Fig. 12 - Registro di spostamento con carico in parallelo multisorgente.

fan-out di 12, poiché questi elementi hanno un fan-out garantito di 10 da —20°C a +100°C.

3. *Regole per la* DTμL 9944

Quando si usa l'elemento DTμL 9944, le seguenti correnti rappresentano carichi unitari, che devono essere messi in conto nella scelta di varie resistenze esterne di collettore.

— Il fattore di pilotaggio ad alto livello è dato nel caso più sfavorevole dalla corrente che scorre dall'alimentatore attraverso la resistenza esterna di collettore divisa per la corrente di carico unitario ad alto livello indicato sopra.

— Il fattore di pilotaggio a basso livello si ottiene sottraendo dal fattore di pilotaggio a basso livello 9932, la corrente del caso più sfavorevole fluente attraverso la resistenza di collettore divisa per la corrente di carico unitario a basso livello indicato sopra.

— Campo standard di temperature (0 ÷ +75°C)

	0°C	+25°C	+75°C
alto livello	non c'è caso più sfavorevole	non c'è caso più sfavorevole	10μA
basso livello	0,16 mA	non c'è caso più sfavorevole	non c'è caso più sfavorevole

— Campo esteso di temperature (—55°C ÷ +125°C)

	—55°C	+25°C	+125°C
alto livello	non c'è caso più sfavorevole	non c'è caso più sfavorevole	5 μA
basso livello	0,121 mA	non c'è caso più sfavorevole	non c'è caso più sfavorevole

4. *Uso dell'OR con collegamento.*

Campo standard di temperature (0°C ÷ +75°C)

— Per gli elementi 9930, 9962, 9946 e

9936, aggiungere 12 al fattore di pilotaggio ad alto livello e sottrarre 9 dal fattore di pilotaggio a basso livello per ogni porta aggiunta.

— Per gli elementi 9041 e 9043 usando una resistenza interna di sopraelevazione di 15 kΩ, il fattore di pilotaggio ad alto livello è 8 ed il fattore di pilotaggio a basso livello è 9. Sottrarre 1 dal fattore di pilotaggio ad alto livello per ogni porta aggiunta.

— Campo esteso di temperature (—55°C ÷ +125°C)

Per gli elementi 9930, 9962, 9946 e 9936, aggiungere 24 al fattore di pilotaggio ad alto livello e sottrarre 9 dal fattore di pilotaggio a basso livello per ogni porta aggiunta.

Per gli elementi 9041 e 9043, usando una resistenza interna di sopraelevazione di 15 kΩ, il fattore di pilotaggio ad alto livello è 14 ed il fattore di pilotaggio a basso livello è 7. Sottrarre 2 dal fattore di pilotaggio ad alto livello per ogni porta aggiunta.

7.3. - Esempi di applicazioni della CCSL

1. *Vantaggi della CCSL.*

In questo paragrafo è presentata qualche applicazione illustrante i vantaggi dell'impiego dell'intera famiglia CCSL: DTμL, TTμL, LPDTμL. Con la CCSL non occorre assumere decisioni irrevocabili che specificano una particolare famiglia, basate sui requisiti del momento. Le possibilità equilibrate dei vari tipi di logiche permettono al progettista di ottimalizzare la capacità logica, la velocità e la potenza. Le regole di caricamento della CCSL permettono di surclassare le parti di velocità critica degli esistenti sistemi DTμL o LPDTμL, senza variare quelle parti dove la velocità è meno critica.

La scelta della giusta velocità per il lavoro da compiere, è importante. La TTμL, con le sue rapide transizioni, è l'ideale per le operazioni ad alta velocità, ma la DTμL può fare lo stesso lavoro per applicazioni richiedenti velocità basse o medie, senza la necessità di assumere molte precauzioni riguardo all'uso di orologi, alla distribuzione di potenza e alle linee lunghe di segnale.

A parte tali differenze di velocità, le tre famiglie logiche hanno diverse caratteristiche logiche in comune, che si possono sfruttare per semplificare un progetto.

2. *Contatore sincrono a 5 bit*

Il contatore binario a 5 bit sincrono con uscita decodificata, mostrato in fig. 11 illustra alcuni vantaggi della miscelazione delle famiglie. Poiché il flip-flop TTμL 9000 fornisce 3 entrate J, 3 entrate K e un'entrata JK, si può costituire un contatore binario sincrono senza aggiunte di ulteriori circuiti porta. I flip-flop TTμL hanno brevi ritardi di propagazione. Quando siano decodificati con porte DTμL, non si manifestano false uscite transitorie o guizzi indesiderati. Un contatore binario a 5 bit può rappresentare, in forma binaria, da 0 a 31 stati. La decodificazione illustrata fornisce un'uscita di logica 1 agli stati 0, 5, 11, 22 e 28; logica 0 agli altri stati. Si richiedono 5 porte d'ingresso; si sono adottate le porte 9930 DTμL per le loro flessibilità all'aumento in numero effettuabile. Diodi discreti sono mostrati per la quinta entrata di porta. Si può usare un generico diodo di commutazione, quale il BAY74

3. *Registro di spostamento con carico in parallelo multisorgente.*

Il registro di spostamento di fig. 12 illustra un'altra combinazione di DTμL e TTμL. Un registro di spostamento è caricato in parallelo da una delle numerose sorgenti e spostato serialmente a 10 MHz. Per un registro di spostamento lungo N bit, la velocità di caricamento in parallelo è $10/N$ MHz, acconsentendo di usare la porta di entrata DTμL con le semplificazioni dell'OR a collegamento (wired-OR). I

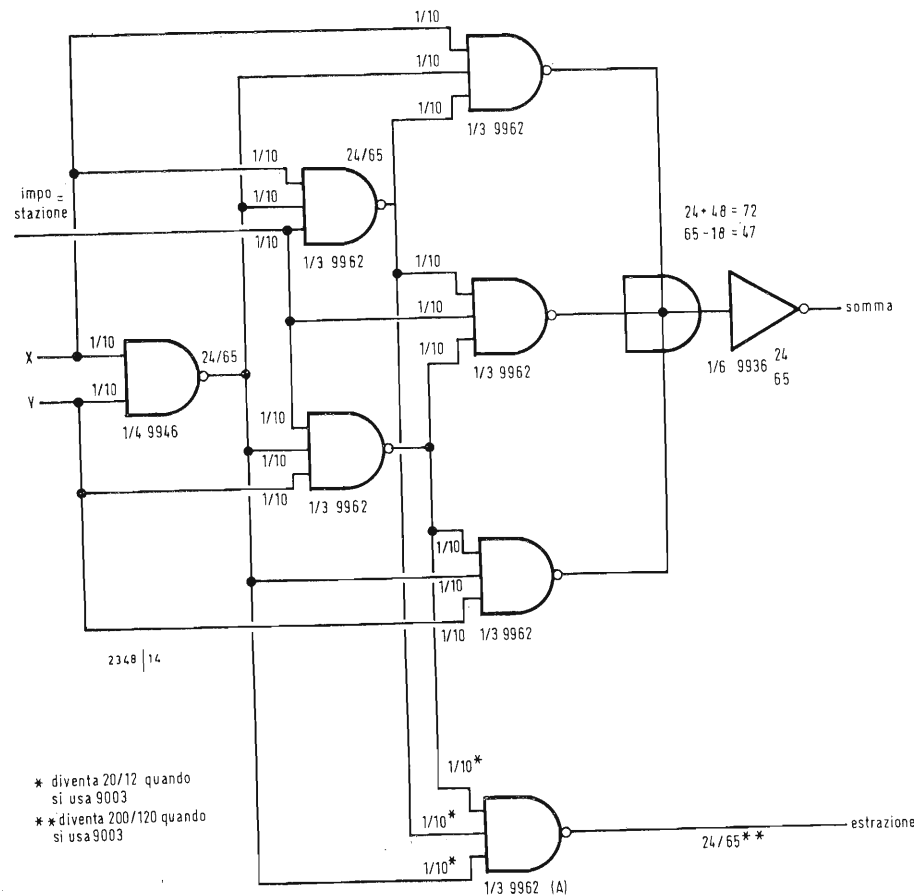



Fig. 13 - Addizionatore binario completo.

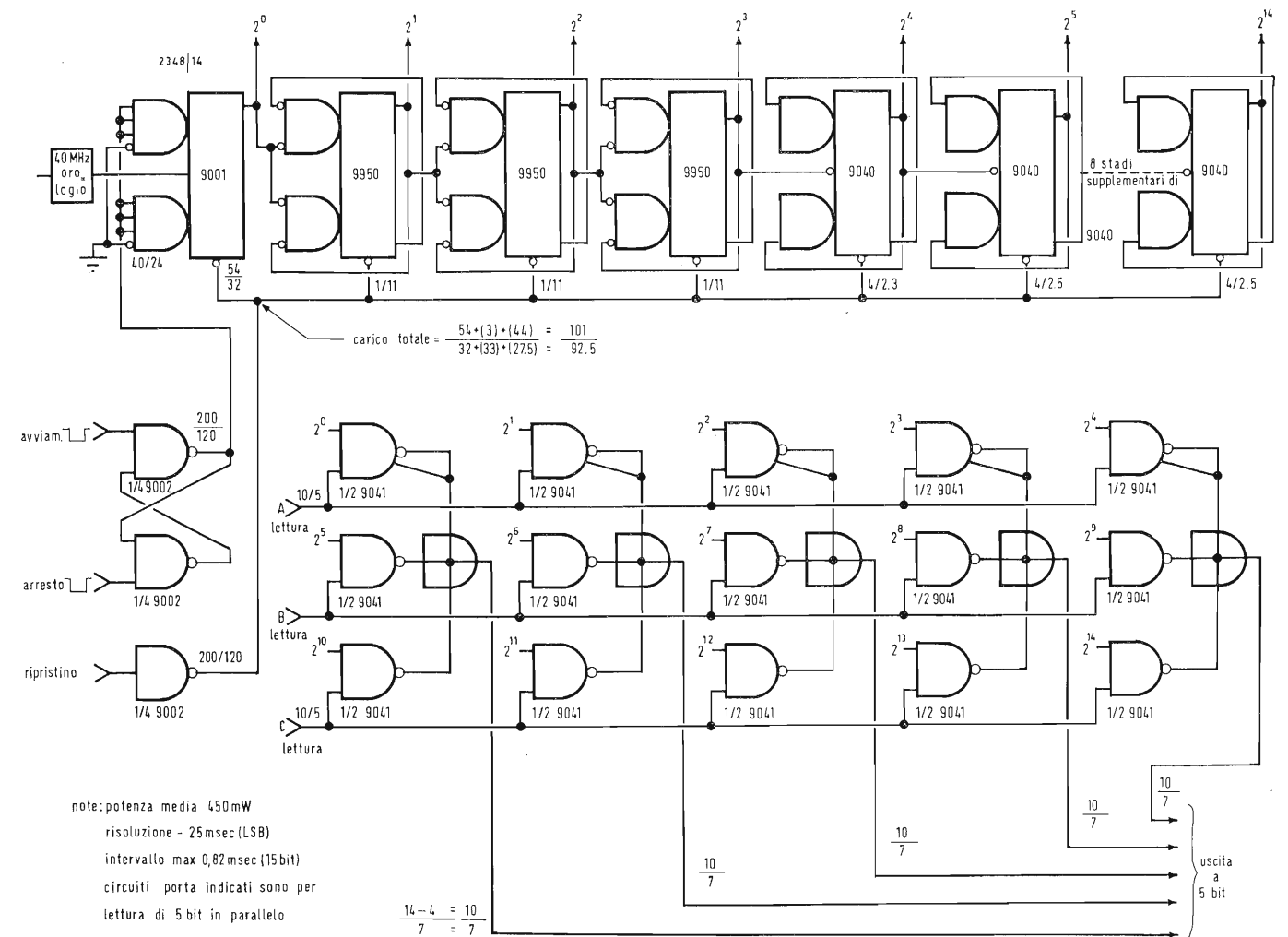



Fig. 14 - Sistema di misura di intervalli di tempo a bassa potenza.

flip-flop e le porte TTμL sono usati solo per la sezione a 10 MHz.

4. *Addizionatore completo binario.*

La fig. 13 indica un sommatore completo costituito da porte DTμL9946. Il fattore limitatore della velocità di un addizionatore in parallelo è il tempo di propagazione della conduzione. La sostituzione di due porte « A » e « B » DTμL nella sezione di generazione della conduzione del sommatore con porte TTμL9003 a piedini compatibili, riduce il ritardo di propagazione della conduzione secondo un fattore di circa 4.

5. *Sistema di misura di intervalli di tempo, a bassa potenza.*

Un circuito di misura di intervalli di tempo a bassa potenza si vede in fig. 14. Impulsi esterni di sblocco e di arresto forniscono un'entrata a 40 MHz a un contatore binario. Il valore dato dal contatore alla fine di un periodo campione è la misura del numero di incrementi di tempo di 25 nsec fra gli impolsi di eccitazione e di arresto.

Un contatore a 15 bit limita il massimo intervallo di tempo a 0,82 μsec. Se usato in un'applicazione per radar, ciò corrisponde ad un campo massimo di 123 km con una risoluzione di circa 3 metri. Un flip-flop TTμL, controllato da porte 9002, viene usato per realizzare una commutazione ad alta velocità. Tre stadi di flip-flop 9950 DTμL abbassano la frequenza di conta a 2,5 MHz e sono seguiti da 11 stadi 9940 LPDTμL.

Dopo l'impulso di arresto, si legge il numero di intervalli di tempo di 15 bit, 5 bit alla volta, usando porte LPDTμL 9041. Si noti l'uso della connessione wired-OR (OR a collegamento). Dopo la lettura, una porta TTμL 9002 usata come separatore di alto fan-out, riporta i flip-flop in condizioni di effettuare un'altra misura. La potenza di dissipazione totale media è 450 mW per questo circuito. Un complesso fatto esclusivamente di TTμL dissiperebbe 2 W, oltre 4 volte quella della miscela CCSL.

A

Franco Soresini

La cibernetica e lo studio dell'uomo*

5. - ANALOGIE FRA MACCHINE AUTOMATICHE E ORGANISMI VIVENTI

Le macchine automatiche si possono classificare secondo un *criterio antropomorfo* che tiene conto delle seguenti proprietà:

1) stabilità
2) adattabilità
3) capacità di imparare per esperienza
4) capacità di associazione
5) capacità di riprodursi e di evolversi.

I servomeccanismi e le calcolatrici analogiche rispecchiano la prima proprietà. Sono, però, stati realizzati modelli cibernetici dotati delle 5 proprietà sopra elencate.

5.1. - Le macchine dotate di stabilità

I *servomeccanismi a controreazione* sono le macchine più semplici; esse sono dotate di due organi principali, che, come abbiamo visto, sono:

— un dispositivo motore
— un organo di senso,

fra di loro collegati a mezzo di una connessione di *retroazione*.

Come abbiamo detto, questi dispositivi hanno lo scopo di porre in relazione una grandezza fisica variabile da controllare con una data grandezza di fede o riferimento.
L'organo di senso ha la capacità di rilevare lo *scarto* fra la grandezza variabile da controllare e la grandezza di riferimento.
Questo scarto costituisce l'*errore* atto a determinare il funzionamento del dispositivo motore in direzione tale da *annullare* (o rendere minimo) l'*errore*.

Un *servomeccanismo a controreazione* è *stabile* vale a dire una perturbazione di una qualsiasi delle *grandezze variabili* provoca un *transitorio smorzato* dopo di che si tende a ritornare in posizione di equilibrio.
Nelle relazioni relative ad un servomeccanismo si introducono solitamente delle *variabili* e dei *parametri*.
Se il servomeccanismo è *lineare*, la distinzione fra parametri è netta poiché i parametri *sono costanti* e le *variabili no*.
Se il servomeccanismo *non è lineare*, anche i *parametri variano* e la differenza fra parametri e variabili si limita alla convenzione di considerare le *variabili funzioni direttamente del tempo* ed i *parametri funzioni del valore assunto dalle variabili*.
Una *calcolatrice analogica* può essere presa come esempio classico.

Un altro esempio di servomeccanismo a notevole grado di adattamento è costituito dalla apparecchiatura per il *tracciamento automatico delle linee equipotenziali* in vasca elettrolitica per la realizzazione di *modelli elettrochimici*.

I modelli elettrochimici.

Il metodo dei modelli elettrochimici ha trovato larga applicazione nello studio dei problemi in campi assai diversi (fisica tecnica, idraulica, aerodinamica, elettrotecnica, ecc.).
Si può considerare, in generale, come *modello* di un determinato sistema, ogni altro sistema, effettuando misure sul quale si possono dedurre determinate proprietà del primo; questa deduzione essendo consentita dall'esistenza di relazioni univoche, fisse e note fra le grandezze *corrispondenti* dei due sistemi.
I fenomeni che hanno sede in questi, possono essere di natura fisica completamente diversa, ed anche le grandezze *corrispondenti* (cioè che esprimono le proprietà correlate nei due sistemi) sono di diversa natura.
È questo il caso che si verifica quando i modelli elettrochimici vengono utilizzati per risolvere il problema di determinare la ripartizione di funzioni scalari armoniche di natura non elettrica in « campi » di caratteristiche geometriche e dal contorno assegnato. A questo scopo si determina sperimentalmente la ripartizione dei potenziali elettrici nella porzione liquida di una cella di elettrolisi.
Le condizioni di misura con modelli elettrochimici possono essere schematizzate come in figura 13, in cui E è la sorgente di alimentazione regolabile della cella di elettrolisi, S la sonda contenente l'elettrodo di riferimento e terminante con un capillare la cui estremità P viene spostata nella soluzione.
Come valore del potenziale V_p, in un generico punto della soluzione, si assume il valore della soluzione E_p che si ha ai capi della pila tensiometrica (formata da uno degli elettrodi della cella e dall'elettrodo di riferimento) quando la estremità della sonda è in P.
Il modello da studiare viene introdotto nella vasca, quindi, per successivi punti, la sonda indica le linee equipotenziali che si stabiliscono.
Ciò si può ottenere a mano.
Volendo automatizzare il sistema si introduce un servomeccanismo che consente di automatizzare il tracciamento e di evitare la ricerca a zone dei punti equipotenziali.

(*) Segue dal n. 1, gennaio 1968, pag. 10.

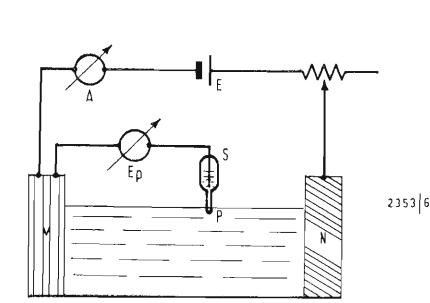



Fig. 13 - Vasca elettrolitica per tracciare linee equipotenziali.

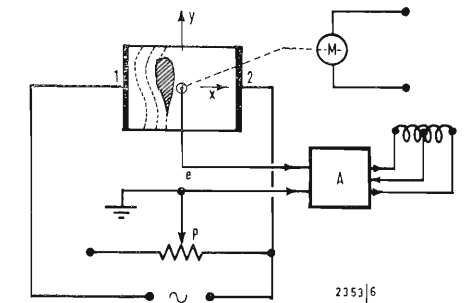



Fig. 14 - Schema di principio del servomeccanismo per il tracciamento di linee equipotenziali.

Fig. 15 - Caso di instabilità in un tipico esempio di tracciato.

La fig. 14 illustra lo schema di principio del servomeccanismo per il tracciamento automatico delle linee equipotenziali.
La sonda « sente » la differenza fra il potenziale nel punto in cui si trova il potenziometro P e quello in cui si trova la sonda. Invia il segnale differenza ad un amplificatore che controlla il motore M che sposta la sonda in modo da mantenerla o riportarla al punto giusto.
Un altro motore sposta la sonda ortogonalmente secondo l'asse y con la velocità costante.
La fig. 15 indica un possibile tracciato di linee equipotenziali.
Il tracciato si forma su un foglio su cui scorre una penna scrivente che si muove in concomitanza con la sonda.

5.2. - Macchine adattabili (ultrastabili) - L'omeostato

L'*omeostato* è un servomeccanismo capace di modificare il proprio comportamento *adattandosi* alle eventuali mutevoli esigenze dell'ambiente esterno.
In nome di *omeostato* deriva da *omeostasi* che è la attitudine di un organismo vivente a mentenere costanti, ad esempio:

— la temperatura
— la pressione (del sangue)
— la glicosuria (zucchero nel sangue)

ecc.
L'omeostato è un dispositivo che presenta una posizione di equilibrio stabile e un « *dominio di corretto funzionamento* ».
Ha la proprietà di saper trovare, attraverso una ricerca effettuata a caso, una combinazione di parametri atta a riportarlo nella condizione di stabilità, se casualmente questa viene perduta.
È chiara la similitudine con gli organismi viventi nei quali le variabili hanno un campo di variabilità definito al contorno da uno stato critico attraverso il quale i parametri che determinano il comportamento del sistema, subiscono un brusco cambiamento passando attraverso valori discreti.

Se n sono i parametri, ciascuno dei quali può assumere m valori discreti, il sistema ammetterà m^n configurazioni differenti.

Il sorpasso dello stato critico da parte di una o più variabili, determinerà pertanto la ricerca, attraverso tali configurazioni, di una nuova condizione di stabilità, raggiunta la quale, e rientrata la variabile nel suo corretto dominio, i parametri conserveranno il valore acquisito.
L'*omeostato* è costituito da quattro « *unità* »:
ogni unità è provvista di 3 ingressi e di 1 uscita, come indica la figura 16.
Il contatto A costituisce la variabile controllata. Questo contatto è immerso in una vaschetta B contenente un elettrolito.

A seconda della posizione nella vaschetta, il contatto A applica un certo potenziale alla griglia del triodo amplificatore T.
Sul circuito anodico del triodo è connessa una bobina L_1; contemporaneamente è prelevato il segnale di uscita della unità.
Sul nucleo M che comanda meccanicamente gli spostamenti del contatto A, agiscono contemporaneamente, oltre all'avvolgimento L_1, anche quelli L_2, L_3 ed L_4, collegati ciascuno attraverso i rispettivi 3 ingressi alle « uscite » delle altre 3 « unità ». La posizione di equilibrio stabile del contatto si trova al centro della vaschetta B.

Se, per casualità, questo contatto si sposta oltre uno dei 2 limiti estremi, si chiude il circuito del relé R che comanda l'azionamento di un motore che fa ruotare il selettore S che, a sua volta, fa variare sia il senso della corrente inviata in ogni bobina (a mezzo degli invertitori I), sia la intensità di corrente mediante i potenziometri P a più posizioni.

Ogni bobina può venir alimentata in 25 modi diversi e di conseguenza ogni unità può presentare 25^4 configurazioni fra le quali l'omeostato, con ricerca casuale, ricerca una nuova condizione

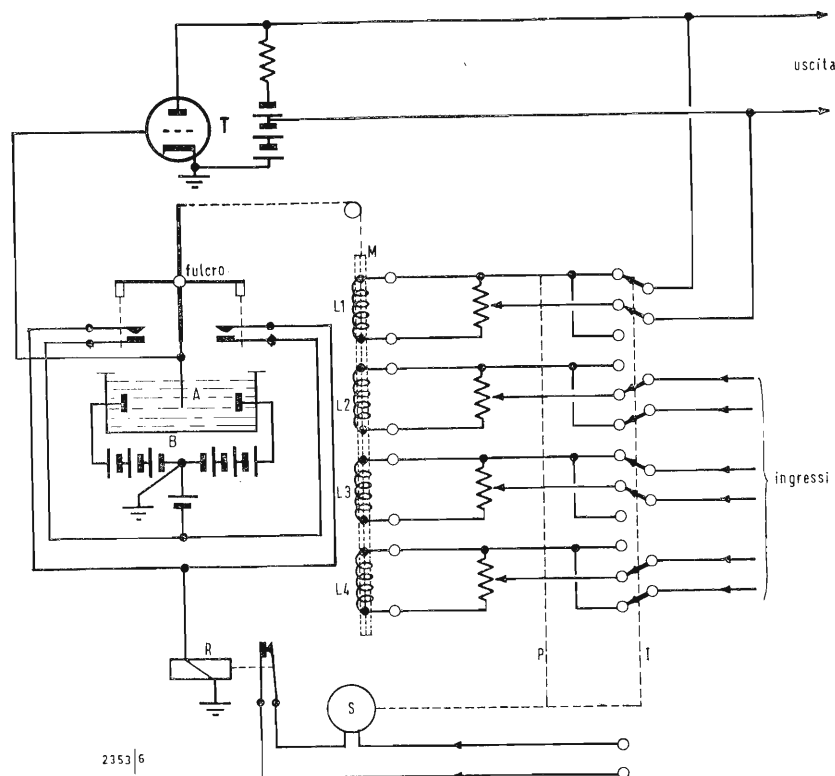
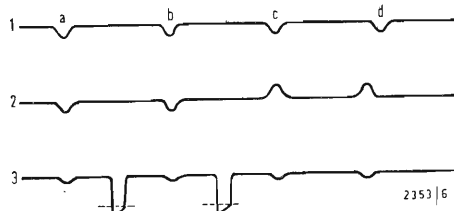



Fig. 16 - Omeostato.

Fig. 17 - Diagrammi degli spostamenti dei contatti A delle unità 1, 2 e 3.

stabile, raggiunta la quale il contatto *A* ritorna al centro della vaschetta *B*.
L'omeostato è così *capace* di adattarsi ad eventuali variazioni avvenute nel mondo esterno, costituite da variazioni, dovute al comando manuale della posizione degli invertitori *I*.
È evidente come l'omeostato sia ultrastabile, fattore che comporta in più della normale stabilità, la attitudine di adattamento.

5.3. - Macchine capaci di apprendere per esperienza

L'*apprendimento* è la attitudine di modificare il proprio comportamento nel senso di migliorarlo e renderlo più idoneo alla funzione prevista, in virtù dell'azione dell'ambiente esterno (inteso con una certa riserva riguardo al significato).
Un apparato capace:
di *apprendere* deve avere le attitudini a risolvere problemi per tentativi ed errori, ed a *ripetere* la soluzione trovata senza più commettere errori;
di *collegare* nuove informazioni ad una soluzione parziale;
infine, di *dimenticare* la soluzione quando non è più applicabile.
Consideriamo collegate tre « unità » anziché quattro, dell'omeostato e si supponga di voler *insegnare* alla macchina un certo comportamento.
Si voglia, ad esempio, che uno spostamento del contatto *A* della *unità* 1, faccia eseguire un movimento di verso opposto al contatto *A* della *unità* 2.
Se questo non avviene, l'*operatore umano* agisce sulla *unità* 3 con un'azione correttiva spostando il contatto *A* di questa unità oltre il campo del normale funzionamento.
Nella figura 17 sono tracciati tre diagrammi che raffigurano gli spostamenti dei contatti *A* di 1, di 2, di 3.
Nell'istante *a*, 1 si muove, così pure 2, ma in verso errato al desiderato; interviene allora l'operatore che agisce col movimento correttivo su 3, determinando l'entrata in funzione del meccanismo di ricerca di una nuova posizione di stabilità, diversa da quella iniziale.
In *c*, dopo un altro tentativo infruttuoso, si verifica la risposta richiesta, e in seguito l'omeostato continua a comportarsi in maniera corretta venendo a cessare, raggiunto lo scopo, l'azione su 3 da parte dell'operatore.
Tale processo di apprendimento non è soddisfacente perché il legame tra l'intervento dell'operatore e la modifica del comportamento dell'apparecchio è troppo meccanico e troppo diretto.
Comunque, sta di fatto che questa modifica rappresenta un notevole grado di adattabilità.

5.4. - Macchine con capacità di associazione

Modello dei riflessi condizionati
Una macchina del genere deve avere

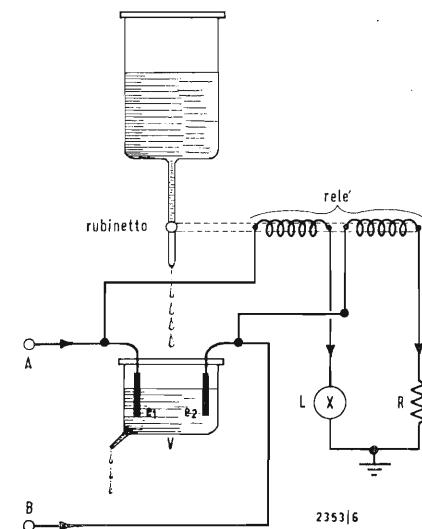



Fig. 18 - Modello dei riflessi condizionati.

capacità di sintesi e di estrapolazione, che deriva dalla associazione delle diverse sensazioni che vengono fornite dall'esterno.
La capacità di associare le sensazioni è caratteristica del sistema nervoso degli animali e i *riflessi condizionati* ne sono un esempio.
È abbastanza facile creare un modello fisico del fenomeno dei riflessi condizionati.
La figura 18 ne illustra il semplice funzionamento.
Da due entrate possono provenire gli stimoli elettrici dall'esterno.
Lo stimolo *A* provoca l'accensione della lampadina *L* come risposta allo stimolo.
Lo stimolo *B* non causa alcun effetto scorrendo la corrente in *R*.
La contemporanea azione di *A* e di *B* causa il movimento del rubinetto *r* comandato dall'elettromagnete *R*, rubinetto che lascia fluire un elettrolito nel vaso di vetro *V* contenente i due elettrodi e_1 ed e_2.
Sono necessarie diverse contemporanee azioni su *A* e su *B* perché il vaso si possa riempire, fatto che determina la chiusura in circuito (attraverso l'elettrolito) degli elettrodi e_1 ed e_2.
Ciò determina la sufficienza del solo stimolo *B* per determinare la accensione di *L*, chiudendosi il circuito di *B* verso *A* attraverso l'elettrolito del vaso *V*.
Ma dato che l'azione su *B* non è da sola sufficiente a muovere il rubinetto comandato dall'elettromagnete *R*, il recipiente *V* andrà lentamente vuotandosi così che se l'associazione tra i due stimoli *A* e *B* non si determina, ad un certo momento viene dimenticata.
Naturalmente, questo è un modello espressamente realizzato per dimostrare il fenomeno dei riflessi condizionati e quindi esiste un legame diretto immediato fra scopo della macchina e la sua costituzione.

5.5. - Macchine con capacità di riprodursi e di evolversi

Dimostrare con modelli matematici come concepire logicamente, quale caso limite, delle macchine in grado di *riprodurre se stesse*, è possibile, così immaginare una macchina in grado di eseguire una sequenza di istruzioni che preveda la costruzione di un'altra macchina ad *immagine e somiglianza* di se stessa.
Con processi di automazione si può pensare che nella macchina entrino materiali greggi, vengano lavorati e montati secondo un ben *determinato programma di lavoro* (concezione ?) così da determinare la generazione di una macchina uguale a quella che l'ha generata.
La possibilità che una macchina possa *evolversi* è, però, alquanto dubbia.
Le *macchine cibernetiche* citate non sono che *semplici modelli* parziali di alcune facoltà animali. Il *Robot integrale* che possa sostituire l'uomo è un assurdo, allo stato attuale delle cose.
È sempre e soltanto l'*Uomo* a realizzare le macchine anche se, come estrema possibilità, si intendono *analizzare* e *simulare* i processi di *ragionamento*. A

Elaboratori elettronici per lo smistamento automatico di dati sulla rete telefonica

Il Canada, malgrado difficili condizioni naturali, dispone di una delle più moderne ed efficienti reti telefoniche del mondo. E', infatti, un Paese dalle distanze enormi, tagliato da grandi fiumi, disseminato di ampi laghi e che alterna catene montuose a praterie deserte, grandi agglomerati urbani e piccoli villaggi lontani centinaia di chilometri l'uno dall'altro.
Oggi, a meno di cento anni di distanza dalla realizzazione della prima linea telefonica del mondo, ad opera di Alexander Graham Bell, la Bell Telephone of Canada gestisce una vastissima rete telefonica fra le più attive: vi è un telefono ogni tre abitanti, con un traffico di oltre 650 telefonate annue per abitante. La Bell Telephone of Canada, che opera prevalentemente nelle province dell'Ontario e di Quebec, conta circa 5 milioni di apparecchi telefonici. In tutto il Paese salgono a 7 milioni.
La radio non poteva non essere posta al servizio di questa rete telefonica. Ed infatti, le chiamate da e per le località più isolate, i villaggi eschimesi dell'estremo nord, vengono trasmesse via radio (sono circa 230 località che fruiscono di questo servizio).
In concomitanza con l'attuazione di un programma di stretta cooperazione tra la Bell ed altre sette grandi compagnie telefoniche canadesi (il cosiddetto « Trans-Canada Telephone System »), la Bell ha ordinato due sistemi elettronici Univac 418 Real-Time che provvederanno allo smistamento automatico dei messaggi e dei dati delle aziende che impiegano telescriventi e reti di

comunicazioni per il collegamento con i loro stabilimenti, magazzini, uffici ed altri punti-chiave periferici.

Il Centro elettronico è stato installato a Toronto ed entrato in pieno funzionamento alla fine dello scorso anno 1967.

Il nuovo sistema provvede anche alla memorizzazione dei messaggi per richiami, verifiche o ritrasmissioni. Gli utenti possono così far trattenere i messaggi per un invio dilazionato.

I dispositivi di controllo insiti nel sistema tutelano l'esatta distribuzione dei messaggi pur nella loro varietà dovuta al numero e alla diversità degli utenti. Anche la conversione dei messaggi in diversi codici-macchina o in velocità differenziate è automatica. In tal modo sono numerosi i dispositivi che possono essere collegati al sistema (telescriventi, lettori di schede, ecc.) e che possono comunicare scambievolmente tra di loro. Il sistema può integrare gli impianti di linee private con la regolare linea telefonica.

Ognuno dei due sistemi Univac 418 del Trans-Canada System sarà costituito da un elaboratore centrale con una memoria a nuclei magnetici della capacità di 36.000 parole. Le unità periferiche saranno: un elaboratore a schede Univac 1004, due unità a nastro VI C, una memoria di massa Fastrand II, un tamburo FH 330 e un sistema per la trasmissione dei dati CTMC. *(r. i.)*

Una telecamera miniaturizzata per TV in circuito chiuso

Gli impianti di televisione in circuito chiuso sono da tempo noti e si sono rivelati di grande ausilio nei più svariati campi. Oltre alle applicazioni già realizzate se ne sono individuate molte altre che fino ad ora non sono potute entrare nella pratica corrente a causa delle limitazioni imposte dalle dimensioni e dal peso delle telecamere reperibili sul mercato.

La Casa Visual Engineers — rappresentata dalla Barletta - Apparecchi scientifici, di Milano — ha ora messo a punto una telecamera di ingombro veramente ridotto che non potrà non suscitare l'interesse di molti enti. Basta infatti pensare che si tratta di un cilindretto del diametro di soli 38 mm e lunga 113 mm. Questa telecamera può perciò essere introdotta nei posti più impensabili; è importante notare che nella sua parte anteriore si può montare una testa di illuminazione che provvede a rischiarare la zona da esplorare e che dispone di pattini per poter scorrere liberamente. La telecamera così equipaggiata costituisce perciò un vero occhio di osservazione autonomo che raggiunge punti altrimenti inaccessibili all'osservatore. Ad esempio, è possibile l'esplorazione di un tubo del diametro di circa 57 mm nel quale la telecamera può percorrere curvature con raggio medio di 350 mm. Il sistema è costituito dalla telecamera vera e propria che pesa 680 g comandata da una unità di controllo esterna a mezzo di un cavo lungo 6 m già collegato al retro della camera. Con un cavo di prolunga la distanza fra unità di comando e testa può essere portata a 120 m.

Nonostante le dimensioni veramente esigue, il complesso fornisce prestazioni eccellenti. Esso opera infatti a 625 linee con standard di scansione conforme alle norme CCIR, ha una definizione di 400 elementi per ampiezza d'immagine ed una sensibilità che permette di operare con obiettivo ad apertura F: 2,5, ottenendo un'immagine con contrasto 10 : 1 a soli 250 lux di illuminazione (a 50 lux si ottiene ancora un'immagine utilizzabile). Il sistema V.E. 12 è completamente transistorizzato e funziona sia a tensione di rete che a 24 V c.c. con consumo max di 50 VA.

E' disponibile una versione speciale a tenuta d'acqua ed una vasta gamma di accessori ed obiettivi. Interessante, fra questi, un dispositivo ottico che permette alla testa di vedere ciò che è posto all'indietro. Il segnale di uscita è di 1,4 Vpp e può perciò pilotare i normali monitori impiegati in TV a circuito chiuso.

Fra le applicazioni sono da citare: l'ispezione di tubi in boiler, le esplorazioni mediche, le osservazioni di organi in movimento sia su mezzi fissi che mobili (aeronautica, automobilistica, nautica, ecc.), l'osservazione di zone pericolose e quindi le applicazioni di sicurezza e controllo, la visione di scene immerse per le quali non è possibile la presenza costante dell'uomo. *(r. i.)*

Alfredo Ferraro

Introduzione alla televisione a colori

1. - LA COMPATIBILITÀ

L'avvento sul piano pratico della TV a colori (che chiameremo TVc), è subordinato al fattore fondamentale che l'utente non debba disporre di due televisori, uno normale o monocromatico (TVm) e uno TVc, per poter ricevere i programmi ordinari con il primo e i programmi a colori con il secondo. È pertanto necessario che sussista la *compatibilità*, riassumibile nei due punti seguenti (fig. 1):

a) i televisori TVm devono essere in grado di ricevere, ovviamente in bianco e nero, i programmi a colori;

b) i televisori TVc devono essere in grado di ricevere, sia pure soltanto in bianco e nero, i programmi ordinari (non a colori).

È quindi comprensibile che i programmi a colori siano caratterizzati dalla coesistenza di due segnali distinti: uno consueto, utilizzato sia dai televisori TVm sia da quelli TVc, che dà l'immagine in bianco e nero, e uno ausiliario, utilizzato solo dai televisori TVc, al quale è dovuta la riproduzione a colori dell'immagine già contenuta nel primo segnale. I due segnali si chiamano rispettivamente di *luminanza* e di *crominanza*. Entrambi, in base a una razionale utilizzazione dell'ordinario canale TV — largo 7,0 MHz — trovano in esso posto, a seguito di opportuni artifici, affinchè le reciproche interferenze siano trascurabili. Le trasmissioni TVc non abbisognano pertanto di canali speciali e di una diversa distribuzione degli stessi: tutto rimane immutato. Si osservi che la luminanza altro non è che la luminosità che tutti i tecnici TV già conoscono, denominata con termine più moderno.

2. - LA RIPRESA A COLORI

Nel caso della trasmissione TVm, viene impiegata una telecamera a un solo tubo da ripresa, per il rilevamento della sola luminanza del soggetto (dell'audio non parleremo, poichè la relativa tecnica è — in linea di massima — uguale nei due casi TVm e TVc). Per la ripresa TVc, essendo stato constatato che, mescolando in opportune dosi tre colori soltanto (detti *colori primari*), è possibile ottenere la maggior parte dei colori degli oggetti che ci circondano, bianco compreso (1), si ricorre a una telecamera a tre tubi, ciascuno dei quali viene utilizzato per il rilevamento di un solo colore primario. I tre segnali così ottenuti, mantenuti distinti uno dall'altro, consentono di costruire — come vedremo — il segnale di crominanza, mentre, mescolandoli in determinate dosi, si ottiene il segnale di luminanza. Sono tuttavia impiegate pure telecamere a quattro tubi, per il rilevamento della luminanza, separatamente dai tre colori primari.

3. - LA NATURA DELLA LUCE E DEI COLORI

La luce è costituita da onde elettromagnetiche della stessa natura delle onde radio, usate per trasmettere i programmi radiofonici e TV, caratterizzate tuttavia da lunghezze d'onda di gran lunga minori (2). La luce bianca, però, non è definita da una lunghezza d'onda sola, come quella di un trasmettitore radio non modulato, ma da un miscuglio di infinite lunghezze d'onda, che vanno da 0,000000380 m, pari a 380 nm, a 0,000000780 m, pari a 780 nm. Il simbolo [nm] significa *nano-*

---

(1) In senso lato, tuttavia, in quanto il bianco è in realtà, mescolanza di tutti i colori. Attenzione, però, a non confondere, come è facile, il bianco, quando esso significa «massima luminanza neutra o incolore» (livello del bianco), con quando si fa invece riferimento all'acromaticità (nel qual caso, sono compresi pure i grigi, in tutta la loro gamma).

(2) Sarebbe tuttavia più razionale fare riferimento alla frequenza.

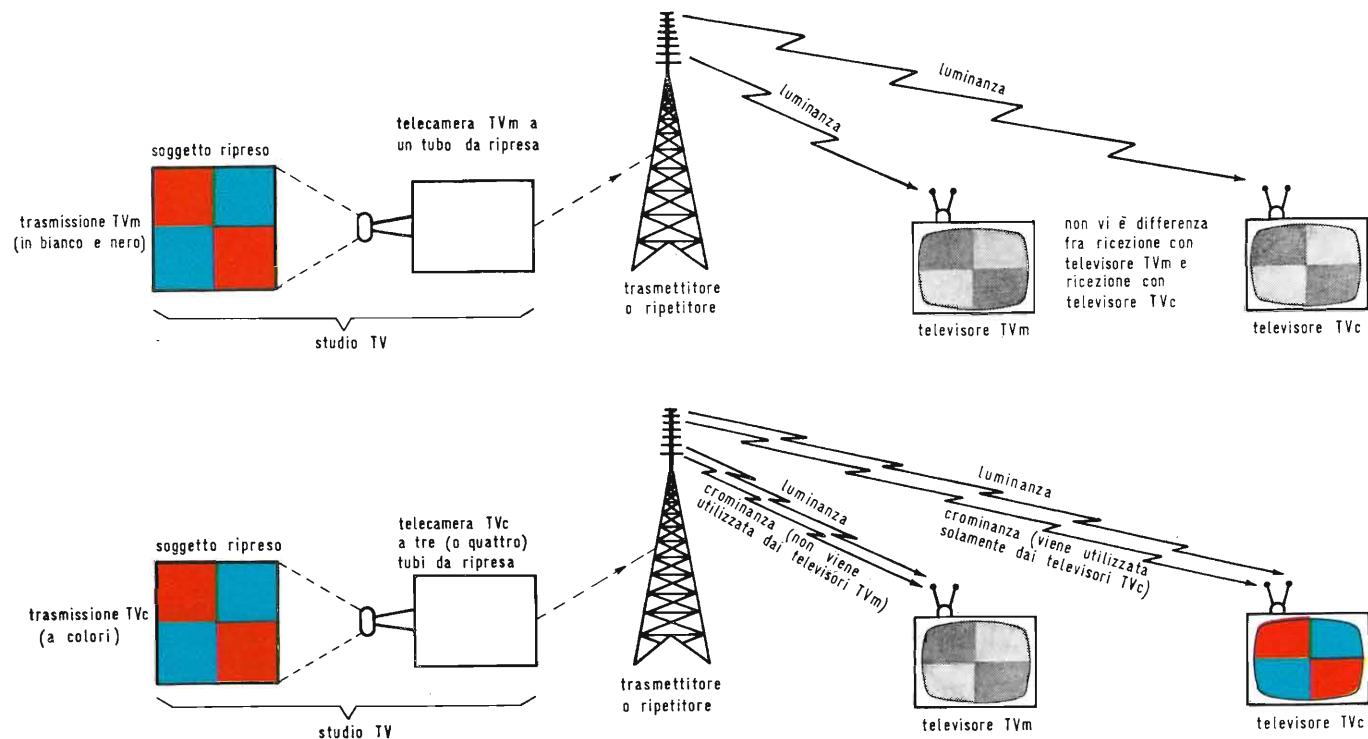



Fig. 1 - La compatibilità è il requisito essenziale di ogni sistema TVc.

metro ed equivale alla miliardesima parte del metro. In passato si chiamava millimicron e si indicava con [mμ]. A ogni lunghezza d'onda, corrisponde un colore ben definito e l'insieme dei colori detti dell'iride o dell'arcobaleno costituisce appunto la luce bianca, mentre la loro disposizione in ordine di lunghezza d'onda rappresenta quella figura colorata a bande sfumate, nota sotto il nome di *spettro luminoso* o *visibile*. Dalla parte delle maggiori lunghezze d'onda, vi sono i raggi infrarossi (invisibili) e dalla parte delle minori lunghezze d'onda, i raggi ultravioletti (pure invisibili). Ciascun colore dello spettro è un *colore fondamentale* (radiazione monocromatica ovvero di un solo colore).

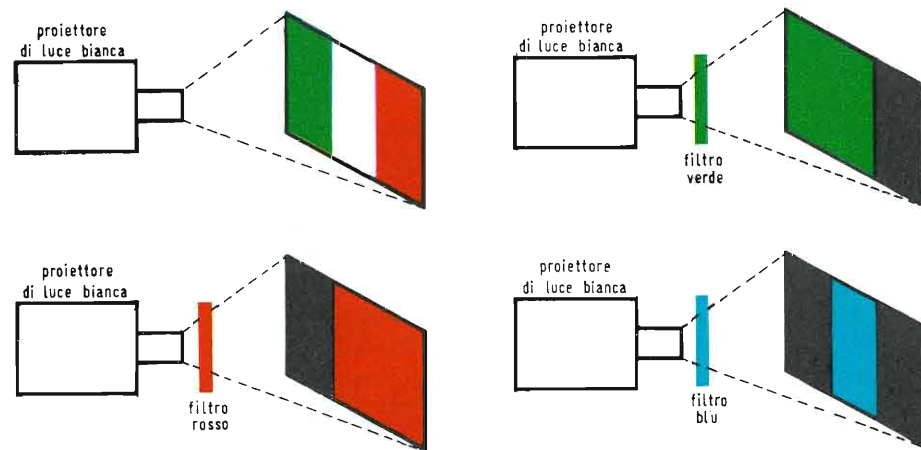



Fig. 2 - I colori degli oggetti esistono in quanto gli oggetti stessi assorbono parte delle radiazioni che compongono la luce bianca che li illumina.

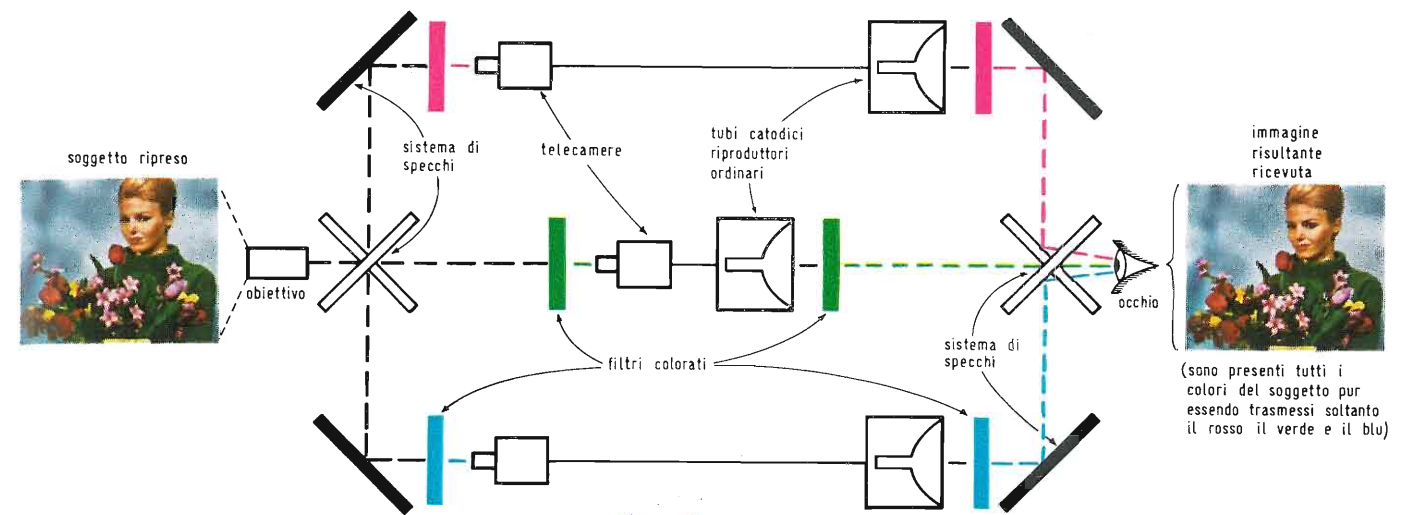



Fig. 3 - Sistema base di trasmissione e ricezione TVc a tre colori (tricromia) in circuito chiuso.

4. - IL COLORE DEGLI OGGETTI

Quando un oggetto, che chiamiamo bianco, viene illuminato con luce bianca, appare bianco perchè riemette tutte le lunghezze d'onda che lo colpiscono. Appare invece rosso se è illuminato con luce rossa, verde se è illuminato con luce verde, ecc. Parlando in termini radiotecnici, un oggetto bianco è assolutamente privo di selettività, di fronte alle radiazioni luminose che lo investono e le riemette tutte. Un oggetto colorato presenta invece una certa selettività e riemette parte delle radiazioni della luce bianca incidente, assorbendone altre: per questo motivo, appare colorato. Per esempio, illuminando con luce verde un oggetto rosso, esso appare nero, in quanto è in grado di riemettere solo la luce rossa. Infatti, essendo la luce incidente verde, essa non contiene la lunghezza d'onda del rosso, che non può pertanto venire riemessa in quanto inesistente, ciò che giustifica il fatto che dall'oggetto rosso non provenga affatto luce e appaia nero. Un caso particolare: se la bandiera italiana viene illuminata con luce bianca, tutti i suoi colori risultano visibili, mentre, se viene illuminata con luce monocromatica rossa, il verde diviene nero e il bianco si confonde con il rosso; diviene invece nero il rosso e il bianco si confonde con il verde, se la luce illuminante è verde; infine, se la luce incidente è blu, sono contemporaneamente neri il rosso e il verde, essendo evidente il bianco che assume tuttavia il colore blu (fig. 2). Si può concludere che i colori dei corpi non esistono: esiste soltanto la capacità dei corpi stessi di porre in evidenza queste o quelle radiazioni o tutte le radiazioni che li illuminano. Quando si colora un oggetto, in sostanza non si fa altro che rivestirlo con un filtro che assorbe parte delle radiazioni che compongono la luce che cade su di esso, per cui ci appare del colore determinato dalla mescolanza delle radiazioni non assorbite, che il corpo in argomento diffonde attorno.

5. - SISTEMA TVc DI PRINCIPIO

Un sistema TVc non compatibile, in quanto non fornisce il segnale di luminanza per i televisori TVm e richiede tre canali di trasmissione separati, può essere schematizzato in un circuito chiuso, comprendente tre telecamere e tre sistemi di riproduzione distinti (fig. 3). Le tre telecamere sono dotate di filtri colorati, che consentono di riprendere separatamente le componenti rossa, verde e blu del soggetto, mentre una analoga terna di filtri è usata in ricezione. Poichè da entrambi i lati si utilizzano adatti sistemi di specchi, disposti in modo che le tre immagini pervengano all'occhio perfettamente sovrapposte, questo ne percepisce la mescolanza che dà luogo alla sensazione di tutti i colori del soggetto, come se essi venissero integralmente trasmessi, in luogo di tre soltanto. Un tale stato di cose deriva dalle proprietà psico-fisiche dell'occhio umano, sul comportamento del quale gli studiosi non sono ancora riusciti a far completamente luce. *(continua)*

Piero Soati

I ricevitori radio e la loro riparazione

Nozioni preliminari sui ricevitori radio a transistori

(parte quinta)

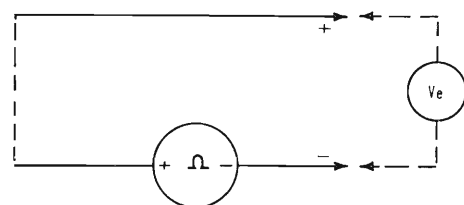



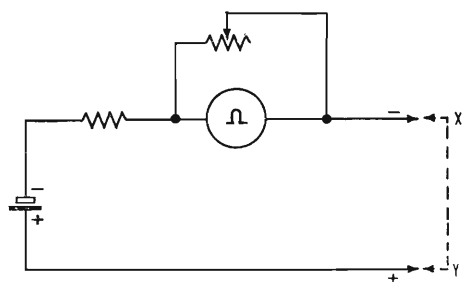
Fig. 1 - Misura della tensione a vuoto.

1. - L'USO DEL VOLTMETRO NELLE MISURE

Nelle precedenti note abbiamo precisato come sia necessaria una certa cautela nell'impiego degli strumenti di misura che si usano comunemente per il controllo degli apparecchi a transistori.

Ciò vale tanto per quegli strumenti che siano alimentati dalla tensione fornita dalla rete elettrica, come i voltmetri elettronici a valvola, gli oscilloscopi ecc, quanto per quelli funzionanti con batterie di pile che forniscano delle tensioni superiori a quelle che generalmente sono richieste per l'alimentazione dei normali apparecchi a transistori, come gli ohmetri, i voltmetri elettronici a transistori ecc.

L'uso di un voltmetro a valvola di qualità scadente può essere frequentemente la fonte di gravi inconvenienti per il fatto che talvolta insieme alla componente di tensione continua, a causa di fenomeni capacitativi fra gli avvolgimenti, è presente nello strumento una debolissima componente alternata che può alterare il funzionamento dei transistori del circuito sotto controllo. Quindi il voltmetro a valvola, specialmente in quei casi in cui si nutrano dei dubbi circa la sua perfetta efficienza, può essere agevolmente sostituito da un buon voltmetro che presenti una elevata resistenza interna e che consenta di effettuare misure in corrente continua con letture di almeno 1 V, 3 V, 10 V e 30 V fondo scala.

È ovvio che per effettuare correttamente delle misure di questo genere sia da escludere l'impiego di strumenti aventi una bassa resistenza interna dato che ciò sarebbe la causa di letture molto imprecise, in relazione all'esiguità delle tensioni in gioco. Infatti se si usasse, ad esempio, uno strumento avente una resistenza interna di soli 1000 Ω (che potrebbe essere fonte di un errore ammissibile nel caso di misure relative a tensioni piuttosto elevate), i valori risulterebbero totalmente sfalsati sulle scale adatte alla misura di 1 V e 3 V fondo scala, dato che l'impedenza dello strumento in questo caso risulterebbe presso a poco dello stesso ordine di grandezza delle resistenze alle quali sarebbe collegato lo strumento.

Per i normali impieghi, nelle radioriparazioni, un buon strumento avente la resistenza di 20000 Ω per V consentirà al tecnico di effettuare ottimi controlli abbinati ad una buona dose di resistenza dello strumento agli urti; caratteristica quest'ultima della quale occorre sempre tenere conto dato che molte verifiche devono essere effettuate a domicilio del cliente.

È noto infatti che tanto maggiore è la sensibilità di uno strumento tanto maggiore è anche la sua delicatezza e quindi uno strumento da 100000 Ω per V mal si presterebbe al servizio volante.

2. - SULL'IMPIEGO DELL'OHMETRO

Un argomento importante, e sul quale vale sempre la pena di intrattenersi, è quello relativo all'impiego dell'ohmetro per i controlli su apparecchi a transistori. Quante volte infatti degli apparecchi a transistori affetti da modeste avarie hanno ricevuto il colpo di grazia da un ohmetro usato in modo sconsiderato? Se un errato impiego di un ohmetro in un apparecchio a valvola raramente può avere qualche effetto deleterio sullo stesso, salvo la messa fuori uso dello strumento dell'ohmetro qualora esso sia stato impiegato con l'apparecchio sotto tensione, negli apparecchi a transistori l'uso scorretto dell'ohmetro può significare la definitiva distruzione dei transistori.

Il tecnico deve ricordare che questo utilissimo strumento può nascondere due pericoli particolarmente insidiosi: il primo si riferisce alla tensione propria dell'ohmetro che in taluni casi può essere superiore alla tensione massima ammessa per l'alimentazione dei transistori sotto controllo, il secondo è dovuto al fatto che uscendo detta tensione dai puntali con una ben precisa polarità, la sua inversione può determinare, come nel primo caso, l'immediata messa fuori uso di tutti i transistori appartenenti al circuito sotto controllo.

Fig. 2 - Misura della corrente di cortocircuito.

In relazione a quanto abbiamo detto occorre evitare l'uso di ohmetri aventi l'alimentazione fornita da circuiti raddrizzatori della tensione della rete elettrica e così pure è necessario astenersi dall'impiego di ohmetri la cui tensione superi il V e mezzo, salvo casi eccezionali in cui si debbano eseguire delle misure su circuiti nei quali si trovano transistori di potenza molto elevata.

Inoltre è indispensabile tenere presente che durante le misure è necessario agire in modo che fra i circuiti di base e di emettitore dei transistori, circoli sempre una corrente inferiore ad un mA se si vuole avere la certezza di garantire la piena efficienza dei transistori.

Riassumendo, l'impiego di un ohmetro in un circuito a transistori dovrà soddisfare a queste condizioni:

a) *la tensione a vuoto fra i due puntali non dovrà mai superare il V e mezzo;*
b) *la corrente di cortocircuito non dovrà oltrepassare il mA.*

Ci si potrà assicurare che lo strumento risponda a queste esigenze nel seguente modo:

1°) la misura della tensione a vuoto è particolarmente semplice. Essa corrisponde infatti a quella propria della pila usata per le varie scale dell'ohmetro. Occorre ricordare che talvolta vengono adoperate due alimentazioni distinte: una con pila da 1,5 V, per le scale fino a « × 1000 » e l'altra con pila a 22,5 V, per le scale superiori (fig. 1.) Detta misura naturalmente sarà effettuata tramite uno strumento a basso assorbimento quale, ad esempio, il voltmetro elettronico;

2°) la corrente di cortocircuito dell'ohmetro dovrà essere nota allo scopo di stabilire quali delle scale possano essere usate per il controllo degli apparecchi a transistori; essa corrisponde alla corrente di cortocircuito che attraversa lo strumento quando si cortocircuitano i morsetti « *X* » e « Y », (fig. 2), per effettuare l'azzeramento dello strumento. In tal caso si viene ad avere che:

$$I_{cc} = \frac{V}{R}$$

dove I_{cc} corrisponde alla corrente di cortocircuito, V alla tensione a vuoto, misurata nel modo descritto nel paragrafo 1°).

Il valore R potrà essere facilmente calcolato. Ammettiamo di effettuare la misura di una data resistenza avente un valore tale che l'indice si porti esattamente a metà della scala. È ovvio che in tali condizioni l'assorbimento di corrente dell'ohmetro sarà la metà della corrente di cortocircuito e ciò significa altresì che la resistenza misurata è uguale al valore della resistenza R da noi ricercato. Di conseguenza il valore R, di qualsiasi ohmetro, sarà dato dall'indicazione corrispondente al valore letto a centro scala moltiplicato per l'indice della scala stessa. Se ad esempio l'indice a metà scala segnerà 50 e la scala scelta è quella che moltiplica per 1, (× 1), la R sarà uguale a 50 × 1 = 50 Ω.

Ammettiamo quindi di possedere un ohmetro che sia alimentato da una batteria a 1,5 V con le seguenti scale ohmetriche: « × 1 », « × 10 », « × 100 » e per « × 1000 », con graduazione a metà scala sia di 50 e la cui misura della tensione di cortocircuito abbia dato, per tutte le scale, il risultato di 1 V.

Per le varie scale ohmetriche avremo i seguenti valori delle correnti di cortocircuito (sempre applicando la formula

$$I_{cc} = \frac{V}{R}):$$

scala: × 1 (R = 50 × 1 = 50 Ω)

$$I_{cc} = \frac{1}{50} = 0{,}02 \text{ A} = 20 \text{ mA}$$

scala × 10 (R = 50×10 = 500 Ω)

$$I_{cc} = \frac{1}{500} = 0{,}002 \text{ A} = 2 \text{ mA}$$

scala: × 100 (R = 50×100 = 5000 Ω)

$$I_{cc} = \frac{1}{5000} = 0{,}0002 \text{ A} = 0{,}2 \text{ mA}$$

scala: × 1000 (R = 50×1000 = 50000 Ω)

$$I_{cc} = \frac{1}{50000} = 0{,}02 \text{ mA} = 20\ \mu\text{A}$$

Osservando i suddetti valori potremo giungere alla conclusione che le sole scale che ci diano la certezza che la corrente di cortocircuito non oltrepassi il mA sono quelle relative a: « × 100 », (0,2 mA), e quella per «× 1000», (20 μA).

La scala per « × 10 » potrà comunque essere usata per controllare quei circuiti nei quali siano stati installati transistori di notevole potenza.

Da quanto abbiamo detto risulta evidente che l'impiego dell'ohmetro nelle operazioni di controllo dei circuiti che contengano dei transistori dovrà essere preceduto dal controllo delle polarità dei puntali e da quella della corrente massima di cortocircuito ammissibile. Abbiamo ritenuto indispensabile intrat-

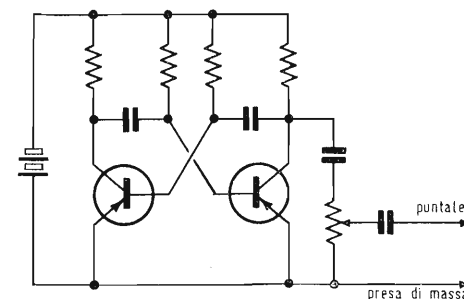



Fig. 3 - Semplice schema di multivibratore atto a funzionare come iniettore di segnali.

Fig. 4 - Nuclei a tubetto.

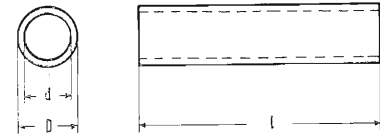
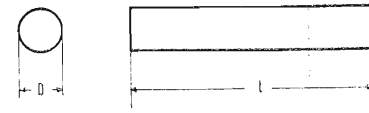



Fig. 5 - Nuclei a bastoncino.

dato che è possibile constatare come molti radioriparatori, anche provetti, tenerci alquanto su questo argomento non abbiano ancor oggi raggiunto nella riparazione degli apparecchi a transistori quella disinvoltura che è loro propria nella riparazione degli apparecchi a tubi elettronici, e che è indispensabile sia da loro acquisita se si tiene conto che ormai i transistori sono di comune impiego anche nei circuiti dei televisori.

3. - ANCORA SUL SIGNAL TRACER

Nel numero 11 (Novembre 1967) ci siamo già intrattenuti brevemente sul *Signal Tracer*, noto anche con il nome italiano di *CERCATORE DI SEGNALI*, il cui compito è quello di consentire la rapida individuazione dei guasti, sia ad alta che a bassa frequenza, e che oltre per il controllo degli apparecchi a valvola può essere usato, generalmente senza alcun pericolo, anche negli apparecchi a transistori. L'unica attenzione che bisogna fare nell'uso di questo apparecchio nel controllo dei circuiti stampati, è quello di evitare eventuali cortocircuiti tramite il puntale di ricerca.

Se si è in presenza di un apparecchio radioricevente, o di un amplificatore, che sia completamente muto, sebbene la pila di alimentazione eroghi una tensione regolare e l'interruttore funga correttamente, l'uso del cercatore di segnali consentirà la rapida individuazione del circuito nel quale risiede il guasto mediante l'impiego della sonda a radio frequenza.

Questa sonda infatti come indicato nella figura 8 del nº 11 (Novembre 1967) *de l'antenna*, contiene fra l'altro un rivelatore a diodo. Appoggiando il puntale della sonda all'uscita del transistore convertitore, dopo aver sintonizzato l'apparecchio su una emittente forte, all'altoparlante, o alla cuffia, del signal tracer si dovrà udire la modulazione della stazione. Se ciò non avviene il guasto evidentemente va ricercato nel suddetto stadio; successivamente, ammesso che il segnale sia udibile, si procederà ad effettuare un identico controllo passando al primo, al secondo ed al terzo transistore di media frequenza. Naturalmente via via che si passerà da un circuito all'altro, in relazione alla maggiore amplificazione subita, il segnale dovrà aumentare sensibilmente di intensità. Successivamente, terminati i suddetti controlli, si passerà ad usare il puntale di bassa frequenza allo scopo di controllare gli stadi preamplificatori di bassa frequenza e quello finale.

Naturalmente il controllo con il signal tracer potrà essere utile sia quando il segnale è presente ma con intensità inferiore al normale, in modo da rendere possibile l'individuazione dello stadio che presenta un cattivo rendimento sia in presenza di altre anomalie quali la distorsione ed il rumore di fondo.

TABELLA 1 - *Nuclei a tubetto*

Tipo	Dimensioni (mm)			Gradazione
	D	d	l	
B 2,8/1,2/8/3B	2,8 —0,03	1,2+0,1	8 ±0,2	3B
B 3,5/1,2/3/3B	3,5 ±0,2	1,2+0,2	3 +0,5	3B
B 3,5/1,2/3/4A	3,5 ±0,2	1,2+0,2	3 +0,5	4A
B 3,5/1,2/3/4B	3,5 ±0,2	1,2+0,2	3 +0,5	4B
B 3,55/1,8/13,5/4E	3,5 ±0,2	1,8±0,1	13,5±0,2	4E
B 4/2/30/3B	4 ±0,5	2 ±0,5	30 ±0,5	3B
B 4,1/2/6/4D	4,1 +0,2	2 +0,2	6 ±0,2	4D
B 4,1/2/6/4E	4,1 +0,2	2 +0,2	6 ±0,2	4E
B 4,1/2/7/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	7 ±0,2	3B
B 4,1/2/7/4A	4,1 +0,05	2 +0,2	7 ±0,2	4A
B 4,1/2/8/4E	4,1 +0,2	2 +0,2	8 ±0,2	4E
B 4,1/2/10/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	10 ±0,2	3B
B 4,1/2/12/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	12 ±0,5	3B
B 4,1/2/12/4A	4,1 +0,05	2 +0,2	12 ±0,2	4A
B 4,1/2/12/4B	4,1 +0,05	2 +0,2	12 ±0,2	4B
B 4,1/2/12/4C	4,1 +0,05	2 +0,2	12 ±0,2	4C
B 4,1/2/12/4D	4,1 +0,05	2 +0,2	12 ±0,2	4D
B 4,1/2/12/4D	4,1 +0,2	2 +0,2	12 ±0,5	4D
B 4,1/2/12/4E	4,1 +0,05	2 +0,2	12 ±0,2	4E
B 4,1/2/15/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	15 ±0,4	3B
B 4,1/2/15/4B	4,1 +0,05	2 +0,2	15 ±0,2	4B
B 4,1/2/15/4B	4,1 +0,2	2 +0,2	15 ±0,2	4B
B 4,1/2/15/4C	4,1 +0,05	2 +0,2	15 ±0,2	4C
B 4,1/2/15/4C	4,1 +0,2	2 +0,2	15 ±0,2	4C
B 4,1/2/15/4D	4,1 +0,05	2 +0,2	15 ±0,2	4D
B 4,1/2/15/4D	4,1 +0,2	2 +0,2	15 ±0,2	4D
B 4,1/2/18/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	18 ±0,5	3B
B 4,1/2/25/3B	4,1 +0,05	2 +0,2	25 ±0,2	3B
B 4,1/2/25/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	25 ±0,5	3B
B 4,1/2/25/4B	4,1 +0,2	2 +0,2	25 ±0,5	4B
B 4,1/2/25/4C	4,1 +0,2	2 +0,2	25 ±0,5	4C
B 4,1/2/25/4D	4,1 +0,2	2 +0,2	25 ±0,5	4D
B 4,1/2/25/4E	4,1 +0,2	2 +0,2	25 ±0,5	4E
B 4,1/2/30/3A	4,1 +0,2	2 +0,2	30 ±0,2	3A
B 4,1/2/30/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	30 ±0,2	3B
B 4,1/2/30/4B	4,1 +0,2	2 +0,2	30 ±0,2	4B
B 4,1/2/40/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	40 ±0,5	3B
B 4,1/2/55/3B	4,1 +0,2	2 +0,2	55 ±0,5	3B
B 4,1/2/55/4B	4,1 +0,2	2 +0,2	55 ±0,5	4B
B 5/2/10/3B	5 +0,2	2 +0,2	10 ±0,5	3B
B 5,1/3/22/3B	5,1 +0,2	3 +0,2	22 ±0,4	3B
B 6/3/30/4C	6 ±0,2	3 ±0,15	30 ±0,2	4C
B 6,2/3/14/4D	6,2 ±0,2	3 ±0,2	14 ±0,3	4D
B 7,8/4,5/50/3B	7,8 ±0,2	4,5±0,3	50 ±1,4	3B
B 7,8/4,5/50/4B	7,8 ±0,2	4,5±0,3	50 ±1,4	4B

Fig. 6 - Nuclei filettati.

TABELLA 2 - *Nuclei a bastoncino*

Tipo	Dimensioni (mm)		Gradazione
	D	l	
C 1,2/6/3B	1,2 ± 0,05	6 ± 0,2	3B
C 1,55/10/4D	1,55 + 0,2	10 ± 0,2	4D
C 1,55/18/3B	1,55 + 0,2	18,5 ± 0,2	3B
C 1,55/18/4B	1,55 + 0,2	18 ± 0,5	4B
C 1,6/9/3B	1,6 + 0,05	9 ± 0,2	3B
C 1,6/9/4B	1,6 + 0,05	9 ± 0,2	4B
C 1,6/10/4E	1,6 + 0,1	10 ± 0,2	4E
C 1,6/11,3/3B	1,6 + 0,05	11,3 ± 0,2	3B
C 1,6/11,3/4B	1,6 + 0,05	11,3 ± 0,2	4B
C 1,6/11,3/4D	1,6 + 0,05	11,3 ± 0,2	4D
C 1,6/11,3/4E	1,6 + 0,05	11,3 ± 0,2	4E
C 1,6/12/3B	1,6 + 0,05	12 ± 0,2	3B
C 1,6/15/4D	1,6 + 0,1	15 ± 0,2	4D
C 1,6/19/3B	1,6 + 0,05	19 ± 0,2	3B
C 1,6/20/3B	1,6 + 0,1	20 ± 0,2	3B
C 1,6/20/4E	1,6 + 0,1	20 ± 0,2	4E
C 1,6/25/3B	1,6 + 0,05	25 ± 0,2	3B
C 1,6/28/3B	1,6 + 0,05	28 ± 0,2	3B
C 1,6/28/3D3	1,6 + 0,05	28 ± 0,2	3D3
C 1,6/28/4B	1,6 + 0,05	28 ± 0,2	4B
C 1,6/28/4B	1,6 + 0,1	28 ± 0,2	4B
C 1,6/28/4C	1,6 + 0,1	28 ± 0,2	4C
C 1,6/28/4D	1,6 + 0,1	28 ± 0,2	4D
C 1,6/28/4E	1,6 + 0,1	28 ± 0,2	4E
C 2,2/22/3B	2,2 — 0,05	22 ± 0,5	3B
C 2,5/30/4C	2,5 + 0,2	30 ± 0,2	4C
C 2,5/30/3B	2,5 + 0,2	30 ± 0,2	3B
C 4/62,5/3C	4 — 0,3	62,5 ± 0,5	3C
C 5/25/4B	5 ± 0,15	25 ± 0,5	4B
C 5/27/3B	5 ± 0,15	27 ± 0,5	3B
C 5/41/3B	5 ± 0,15	41 ± 1	3B
C 5/48/3B	5 ± 0,15	48 ± 1	3B
C 6/38/3B	6 ± 0,2	38 ± 0,5	3B
C 6/38/3C	6 — 0,08	38 ± 0,2	3C
C 6,5/40/3B	6,5 ± 0,15	40 ± 4	3B
C 24/46/4B	24 ± 0,2	46 ± 0,1	4B

Tabella 3 - *Nuclei filettati*

Tipo	Filetto	Dimensioni (mm) l	d_1	d_2	a	b	Gradazione
VK 221 37/3D3	M4 × 0,50*	12 ± 0,3	3,65 + 0,05	max 3,25	1,6 ± 0,1	0,7 ± 0,1	3D3
VK 221 51/3D3	M4 × 0,50	7 ± 0,2	3,65 + 0,05	max 3,25	1,6 ± 0,1	0,7 ± 0,1	3D3
VK 221 38/3D3	M5 × 0,75	12 ± 0,3	4,55 + 0,05	max 3,90	2,15 ± 0,15	0,8 ± 0,1	3D3
VK 221 50/3D3	M5 × 1	20 ± 0,3	5,00 — 0,10	max 4,10	2,35 ± 0,15	1,1 ± 0,1	3D3
VK 221 29/3D3	M5,5 × 0,75	25 ± 0,4	5,50 ± 0,02	max 4,90	2,50 ± 0,3	1,2 ± 0,2	3D3
VK 221 39/3D3	M6 × 0,75	13 ± 0,3	5,55 + 0,05	max 4,90	2,65 ± 0,5	1,1 ± 0,1	3D3
VK 221 40/3D3	M6 × 0,75	25 ± 0,5	5,55 + 0,05	max 4,90	2,65 ± 0,15	1,1 ± 0,1	3D3
VK 221 32/3D3	M6 × 1	12 ± 0,3	5,50 ± 0,02	max 4,70	2,75 ± 0,25	1,3 ± 0,1	3D3
VK 221 35/3D3	M6 × 1	25 ± 0,5	5,50 ± 0,02	max 4,70	2,75 ± 0,25	1,3 ± 0,1	3D3
VK 221 41/3D3	M7 × 1	12 ± 0,3	6,45 + 0,05	max 5,55	3,15 ± 0,15	1,3 ± 0,1	3D3
VK 221 42/3D3	M7 × 1	18 ± 0,5	6,45 + 0,05	max 5,55	3,15 ± 0,15	1,3 ± 0,1	3D3
VK 221 43/3D3	M8 × 0,75	16 ± 0,5	7,55 + 0,05	max 6,90	3,65 ± 0,15	1,3 ± 0,1	3D3
VK 221 44/3D3	M8 × 1,25	16 ± 0,5	7,35 + 0,05	max 6,20	3,65 ± 0,15	1,3 ± 0,1	3D3
VK 221 45/3D3	M8 × 1,25	25 ± 0,5	7,35 + 0,05	max 6,20	3,65 ± 0,15	1,3 ± 0,1	3D3

* × 0,50 indica il passo del filetto.

4. - L'INIETTORE DI SEGNALI

Un altro strumento molto utile seppure altrettanto semplice e che può essere proficuamente usato nella ricerca dei guasti degli apparecchi a transistori è l'*INIETTORE DI SEGNALI.* Questo strumento di costo bassissimo e che può essere costruito con estrema facilità, consente di generare dei segnali di bassa e di alta frequenza che saranno udibili all'altoparlante dell'apparecchio sotto controllo.

In definitiva, come si può osservare in figura 3, si tratta di un generatore di armoniche del tipo a multivibratore.

Questo circuito ha la particolarità di generare un elevato numero di armoniche cosicchè anche se la frequenza fondamentale è piuttosto bassa, generalmente è compresa fra i 500 ed i 1000 Hz, è possibile coprire, sempre tramite le armoniche, anche la gamma delle onde medie. Il segnale generato, la cui uscita è regolabile tramite un potenziometro, è avviato ad un puntale il quale fa parte del contenitore dello stesso apparecchio, puntale che viene appoggiato al punto del circuito che si desidera controllare.

In un apparecchio muto si inizierà il controllo iniettando il segnale all'ingresso del circuito finale, quindi se lo stesso è udibile, si passerà al circuito preamplificatore, indi a quello rivelatore e via via a tutti gli altri circuiti fino a che il segnale emesso non sarà più udibile all'altoparlante. Ciò consentirà anche in questo caso l'individuazione dello stadio nel quale ha sede l'anomalia.

È bene ricordare che durante i controlli sugli apparecchi a transistori è indispensabile evitare di caricare eccessivamente l'uscita, perchè anche un segnale audio avente un'ampiezza esageratamente elevata potrebbe danneggiare i transistori.

L'iniettore di segnali, in mancanza di altri apparecchi, cioè in condizioni di emergenza, può essere utile per eseguire l'allineamento di un apparecchio nelle gamme delle onde lunghe e medie.

5. - I NUCLEI A FERROXCUBE NEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI

In precedenza abbiamo fornito i dati relativi al ferroxcube usato nei circuiti di antenna di un radioricevitore adesso ne daremo qualche altro inerente ai nuclei a tubetto e a bastoncino per *BOBINE DI ACCORDO A RADIO E MEDIA FREQUENZA.*

Queste estrusioni in *Fxc* sono impiegate come nuclei per la regolazione dell'induttanza delle bobine di radio e media frequenza con circuito magnetico aperto. Esse aumentano di circa dieci volte l'induttanza rispetto a quella di una bobina in aria e, grazie alla loro elevata resistività, non introducono smorzamenti.

In considerazione del loro elevato valore della permeabilità esse vengono usate per accoppiamenti magnetici e per schermi e si presentano, come è visibile dalle Tabelle 1 e 2, in due versioni e cioè: per tubetti a bastoncini: (figure 4 e 5)

6. - NUCLEI FILETTATI (Fig. 6)

I nuclei filettati in ferroxcube consen-

Fig. 7 - Bobine di arresto a larga banda.

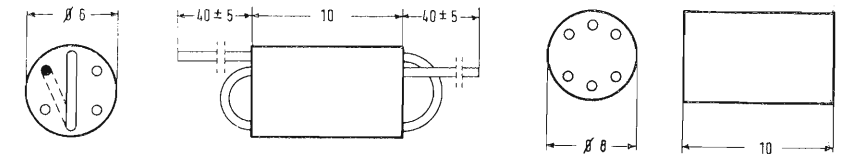



Fig. 8 - Nuclei per costruire bobine di arresto a larga banda.

Tabella 4 - *Bobine di arresto a larga banda*

Tipo	Numero di spire	Impedenza massima in kΩ	alla frequenza di MHz	Dimin. dell'imped. dB	nella banda di frequenze di	Gradazione
VK 200 09/3B	1 ½	0,35 ± 20 %	120	7	10-300	3B
VK 200 19/4B	1 ½	0,45 ± 20 %	250	3	80-300	4B
VK 200 10/3B	2 ½	0,75 ± 20 %	50	7	10-220	3B
VK 200 20/4B	2 ½	0,85 ± 20 %	180	3	80-220	4B
VK 200 11/3B	2 × 1 ½	0,9 ± 20 %	50	7	10-220	3B
VK 200 21/4B	2 × 1 ½	1 ± 20 %	110	3	80-220	4B

Di queste bobine si possono fornire anche i soli nuclei, con i seguenti numeri di codice: VK 211 07/3B e VK 211 17/4B (figura 8).

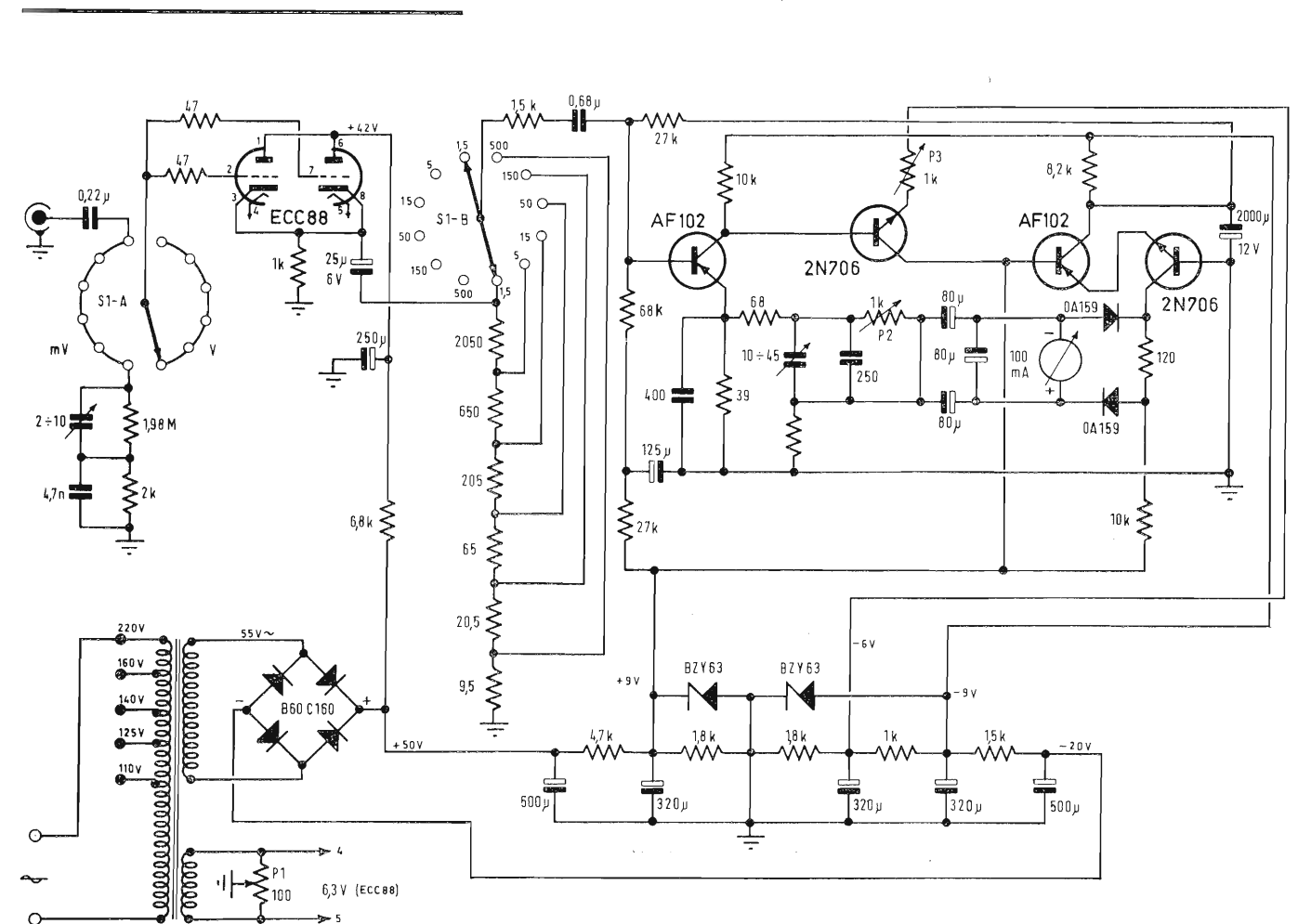



Fig. 9

tono di poter regolare l'induttanza delle bobine a radio frequenza, di aumentare il fattore di merito (Q), di ridurre le dimensioni e, a causa della loro elevata permeabilità, di poter regolare l'induttanza entro un'ampia gamma di valori.

La filettatura, ricavata sulla superficie esterna è metrica; le sue dimensioni sono tali che è sempre possibile inserire tra essa e il supporto un'intercapedine di gomma o di materiale plastico. (vedi Tabella 3).

7. - BOBINE DI ARRESTO A LARGA BANDA (Fig. 7)

La frequenza di lavoro è compresa fra 10 e 300 MHz. Esse sono impiegate come elementi di disaccoppiamento della radiofrequenza nei ricevitori FM, televisori, professionali ecc. (vedi Tabella 4).

8. - STRUMENTI DI MISURA MILLIVOLTMETRO ELETTRONICO

In figura 9 è riportato lo schema di un millivoltmetro elettronico della TES noto con il nome di modello M.264. Si tratta di un millivoltmetro elettronico che consente di effettuare la misura delle tensioni alternate da 10 Hz a 3 MHz con una portata particolarmente vasta che va da 1,5 mV a 500 V fondo scala, e che è tarato pure in dB per una gamma da —75 a +55 dB.

Escluso il circuito di ingresso che è del tipo a tubo elettronico, allo scopo di ottenere una elevata impedenza di ingresso, il resto del circuito è completamente transistorizzato.

Eventualmente questo strumento, mediante l'impiego di appositi shunt esterni, può essere usato anche come un ottimo milliamperometro in CA con le identiche caratteristiche di fedeltà del voltmetro e con una resistenza interna notevolmente bassa (ad esempio 15 μA con 100 Ω). Un divisore esterno con rapporto 1/10 può diminuire sensibilmente la capacità d'ingresso, consentendo di usare il milliamperometro per l'esecuzione di misure di guadagno alle frequenze proprie delle onde medie.

In sintesi possiamo dire che lo strumento si compone di un amplificatore catodico atto a consentire una elevata impedenza d'ingresso ed una bassa impedenza di uscita al quale fa seguito l'attenuatore e quindi l'amplificatore transistorizzato.

Detto amplificatore consiste in quattro stadi opportunamente controreazionati allo scopo di assicurare una buona risposta a tutte le frequenze ed una buona stabilità anche per sensibili variazioni di temperatura.

Lo strumento indicatore fa parte del circuito di controreazione consentendo così uno sviluppo sufficientemente lineare della scala.

L'alimentazione è stabilizzata a mezzo di diodi zener di modo che le indicazioni del millivoltmetro non sono influenzate dalle variazioni della tensione di rete.

9. - CARATTERISTICHE TECNICHE DELLO STRUMENTO

Campo di misura, da 1,5 mV a 500 V eff. in 12 portate. *Campo di misura dBm*, da +55 a —75 dBm (livello zero = 0,755 V). *Campo di frequenza*, 10 Hz - 3 MHz. *Precisione di taratura*, migliore del 3%. *Impedenza di ingresso*, 2 MΩ, costante. *Capacità d'ingresso*, per le portate in V circa 30 pF, per le portate in mV, circa 45 pF. *Misura de. valore medio. Taratura nel valore efficace per tensioni sinusoidali. Valvole e semiconduttori usati:* B60C160, 2-OAZ213, 2-OA159, 2-AF102, 2-2N706, ECC88. *Alimentazione*, rete da 110 a 220 V. *Dimensioni*, 215 × 145 × 105 mm. *Peso*, 4,5 kg circa. *Accessori a richiesta*, Probe divisore = D 264. *A*

Rivelatore elettronico del consumo di combustibile di un motore

I valori iniziale e finale di un volume noto di combustibile per determinarne il consumo in un motore può essere rivelato elettronicamente con un dispositivo di produzione inglese. L'informazione può essere utilizzata per azionare un temporizzatore o un contagiri, consentendo la determinazione automatica dei costi di operazione del veicolo, e della correlazione tra volume, tempo e giri. Il dispositivo impiega unità modulari standard Telstor 62 che misurano e indicano il livello con mezzi capacitativi. I costituenti fondamentali del sistema sono un elettrodo sensore del livello e un indicatore/registratore. L'elettrodo è montato verticalmente in un contenitore di forma e volume noti.

Quando il contenitore è vuoto, tra il contenitore e l'elettrodo è presente una capacitanza che, quando il contenitore è pieno di combustibile, aumenta di un valore proporzionale alla costante dielettrica del combustibile. Il sistema rivela la variazione della capacitanza quando il contenitore si vuota e converte tale informazione in una variazione di corrente che viene registrata dall'indicatore. Gli indici di controllo dell'indicatore sono regolati verso gli estremi della scala, in modo da coincidere con i due livelli nelle due sezioni del contenitore tra le quali è compreso il volume noto.

Programed Instruction Technical Group

B. Busato A. Ferrari A. Molini G. Scarpa

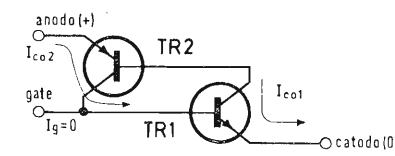
Diodo controllato al silicio

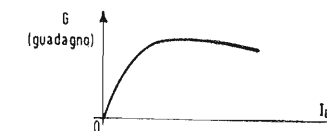
(segue dal n. 1 - gennaio 1968)

L'articolo è presentato secondo i principi dell'apprendimento attivo.
Il metodo adottato è quello lineare di Skinner per il quale in ogni paragrafo si deve integrare il concetto esposto aggiungendo, nello spazio lasciato appositamente libero, una o più parole di importanza determinante, o formule, od ogni altra logica indicazione deducibile dalla descrizione o dalle figure.
Ciò che viene aggiunto ammette una immediata verifica con quanto riportato ai margini del paragrafo successivo.

5. STABILITA' DELLO STATO OFF DI UN S.C.R.

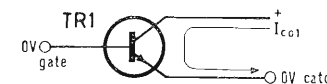
5.1

Un S.C.R. nello stato OFF si può considerare come il circuito a lato dove i due transistori sono interdetti. In queste condizioni, supponendo di non avere corrente di gate, tra anodo e catodo circola una piccolissima corrente data dalla somma delle correnti inverse (I_{co}) di dispersione dei collettori dei due transistori. Si ha quindi I_{co} = ... + I_{co2}.

5.2
(I_{co1})

Il valore della corrente I_{co} non è sufficiente a portare in conduzione i due transistori poiché nella maggior parte dei transistori al silicio il guadagno ..... (guadagno in corrente ad emettitore comune) è piccolo quando circola una piccola corrente di emettitore. Esso aumenta rapidamente all'aumentare di quest'ultima. Tale effetto è dovuto alla presenza nel silicio di speciali impurità.

5.3
(G)

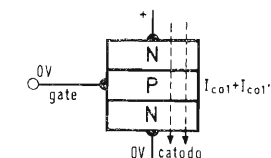
Il guadagno complessivo in corrente, relativo all'anello di reazione positiva (paragrafo 3.13) è $G = G_1 \cdot G_2$ dove: G_1 e G_2 rappresentano i guadagni in corrente dei rispettivi transistori montati ad .... comune.

5.4
(emettitore)

Considerando un solo transistore, ad esempio TR1, la corrente che in esso circola, nello stato di interdizione, è la sola corrente di dispersione denominata ....

5.5
(I_{co1})

Questa corrente attraversando la base e l'emettitore del transistore viene a sua volta amplificata. Come conseguenza sul collettore circola una corrente

$$I_{c1} = I_{co1} + I_{co1} \cdot G_1$$

ove G_1 è il .... in corrente di TR1.

5.6
(guadagno)

Analogamente nel transistore TR2, anch'esso interdetto circola la corrente

$$I_{c2} = I_{co2} + I_{co2} \ldots\ldots\ldots\ldots$$

5.7 (G2)

Se ora si considerano i due transistori collegati tra loro come in figura 5.1, la corrente I_{c1} non ha più il valore $I_{co1} + I_{co1} \cdot G_1$ perché nella base di TR1 circola anche la corrente . . . .

5.8 (Ic2)

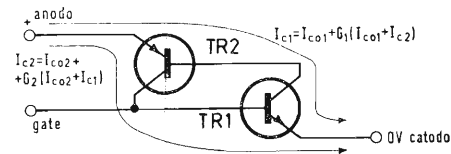
La corrente di collettore di TR1 assume quindi il valore

$$I_{c1} = I_{co1} + I_{co1} \cdot G_1 + I_{c2} \cdot G_1$$

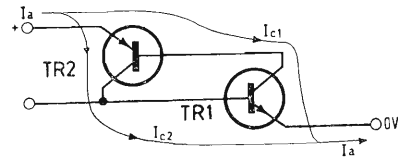
da cui

$$I_{c1} = I_{co1} + G_1 \cdot (I_{co1} + I_{c2})$$

In modo analogo si comporta il transistore TR2 la cui corrente di collettore risulta:

$$I_{c2} = I_{co2} + G_2 \cdot (I_{co2} + \ldots\ldots\ldots\ldots)$$

5.9 (Ic1)

La corrente che circola nel diodo controllato fra anodo e catodo assume il valore

$$I_a = \ldots\ldots\ldots\ldots$$

5.10 (Ic1 + Ic2)

Se ora si desidera esprimere in modo esplicito il valore di I_a in funzione delle correnti inverse di dispersione (. . . . . e . . . . .) e dei guadagni dei due transistori, si ottiene:

$$I_a = I_{c1} + I_{c2} = I_{co1} + G_1 \cdot (I_{co1} + I_{c2}) + I_{co2} + G_2 \cdot (I_{co2} + I_{c1})$$

dalla quale, con opportuni passaggi algebrici, si ottiene:

$$I_a = \frac{(1 + G_1)\,(1 + G_2)\,(I_{co1} + I_{co2})}{1 - G_1\,G_2}$$

5.11 (Ico1, Ico2)

Con tensione di anodo positiva e con tensione di gate negativa o leggermente positiva rispetto al catodo le correnti di dispersione sono molto piccole. Di conseguenza i guadagni G_1 e G_2, considerata la loro dipendenza dalle rispettive correnti di . . . . ., sono molto inferiori all'unità.

5.12 (emettitore)

Nella formula

$$I_a = \frac{(1 + G_1)\,(1 + G_2)\,(I_{co1} + I_{co2})}{1 - G_1\,G_2}$$

si nota che, quando i guadagni G_1 e G_2 assumono un valore molto inferiore all'unità, il denominatore tende a 1. La corrente I_a assume quindi un valore leggermente più alto della somma delle correnti di dispersione . . . .

5.13 (Ico1, Ico2)

In queste condizioni la struttura *PNPN* si trova praticamente interdetta. Questo stato del diodo controllato è definito STATO OFF o stato di ALTA IMPEDENZA.

6. STABILITA' DELLO STATO ON DI UN S.C.R.

6.1

Riesaminando la formula che esprime la corrente anodica in funzione delle correnti di dispersione e dei guadagni

$$I_a = \frac{(1 + G_1)\,(1 + G_2)\,(I_{co1} + I_{co2})}{1 - G_1 \cdot G_2}$$

si può osservare che se il prodotto dei guadagni $G_1 \cdot G_2$ tende ad assumere il valore 1, il denominatore della formula tende ad assumere valore 0. Come conseguenza la I_a tende ad assumere valore . . . .

6.2 (infinito)

In realtà la corrente anodica I_a . . . . . superare un certo valore imposto dalle caratteristiche del circuito esterno.

6.3 (non può)

Poiché i guadagni G_1 e G_2, nei transistori ipotetici che compongono un S.C.R., dipendono dalle correnti dei rispettivi emettitori, un diodo controllato rimane nello stato ON finché la corrente anodica I_a imposta dal circuito esterno è superiore ad un certo valore . . . . . denominato CORRENTE ANODICA DI TENUTA.

6.4 (minimo)

Un S.C.R. in conduzione è comunemente indicato con la denominazione di STATO ON o STATO DI BASSA IMPEDENZA.

7. METODI USATI PER AUMENTARE IL GUADAGNO DI UN S.C.R.

7.1

Per far commutare dallo stato OFF allo stato ON un S.C.R. occorre far tendere a . . . . . il guadagno G della struttura *PNPN*.

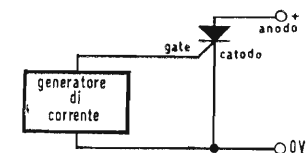
7.2 (1)

Esistono diversi metodi capaci di aumentare il guadagno G di un diodo controllato. Tutti questi metodi si basano sulla relazione esistente tra . . . . . e la corrente di emettitore I_e, dei due ipotetici transistori che compongono un S.C.R.

7.3 (G)

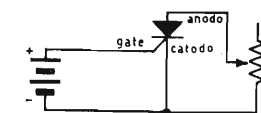
Qualsiasi metodo che produca un aumento temporaneo della corrente . . . . . è potenzialmente in grado di far commutare nello stato ON un dispositivo *PNPN*.

7.4 (Ie)

Un primo metodo consiste nel dare un impulso di . . . . . sul gate del diodo controllato.

7.5 (corrente)

L'amplificazione della corrente di gate si ottiene iniettando una corrente addizionale nello stesso gate la quale, ... dal guadagno del transistore, circolerà anche attraverso il catodo del diodo controllato.

7.6 (amplificata)

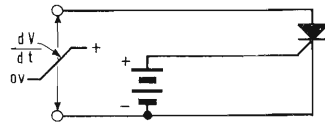
Un secondo metodo può essere quello di applicare un opportuno valore di . . . . . all'anodo di un S.C.R.

7.7 (tensione)

Con l'applicazione di un opportuno valore costante di tensione all'anodo di un S.C.R. si può far sì che l'energia cinetica dei portatori minoritari (I_{co}) che arrivano sulla giunzione del collettore sia sufficiente a far liberare nuovi . . . . . in numero maggiore di quelli incidenti.

7.8 (portatori)

I nuovi portatori, ritornando verso l'emettitore, ne fanno partire degli altri in numero maggiore dando origine allo « effetto valanga » caratterizzato da un violento aumento della corrente di . . . . . e quindi di emettitore.

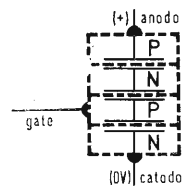
7.9 (collettore)

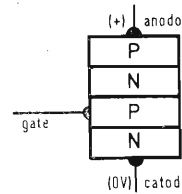
Un terzo metodo è quello di applicare una variazione di tensione ..... del diodo controllato.

7.10 (anodica)

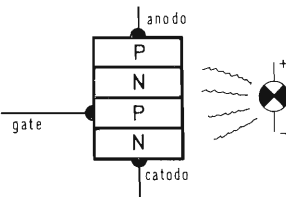
L'applicazione di una adeguata variazione di tensione all'anodo produce l'effetto voluto in relazione alla seguente considerazione. Poiché ogni giunzione è dotata di una certa capacità, tanto più grande quanto maggiore è l'area della giunzione, se viene inviato un impulso di tensione tra catodo e anodo di un S.C.R. si produce una corrente di ..... di tale capacità. In tal caso si produce una corrente istantanea di catodo:

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

capace di innescare il diodo controllato.

Questo effetto è conosciuto come « fenomeno $\frac{dV}{dt}$ ».

7.11 (carica)

Un quarto metodo è quello di ottenere i risultati voluti facendo aumentare la ..... delle giunzioni.

7.12 (temperatura)

L'effetto desiderato si può ottenere mediante l'aumento della temperatura tenendo presente che a temperature relativamente elevate (attorno ai 100°C), la corrente ..... in una giunzione al silicio raddoppia all'incirca il proprio valore ad ogni incremento di 8°C.

7.13 (inversa)

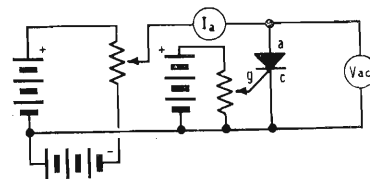
Infine si può ottenere un analogo risultato eccitando le strutture delle giunzioni mediante l'invio di energia .....

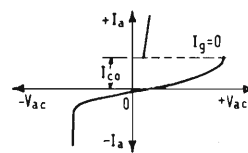
7.14 (luminosa)

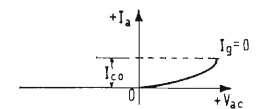
Tramite l'energia luminosa è possibile ottenere l'innesco di un S.C.R. poiché inviando un raggio luminoso su una giunzione qualsiasi si libera un numero considerevole di portatori i quali generano una corrente inversa. Questo metodo di comando rende possibile la costruzione di particolari diodi controllati (LASCR) comandati appunto mediante raggi luminosi.

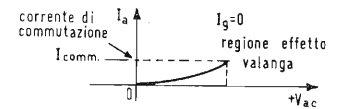
8. CARATTERISTICHE ANODICHE IA=F (VAC)

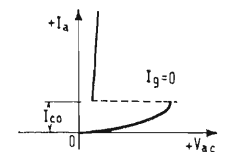
8.1

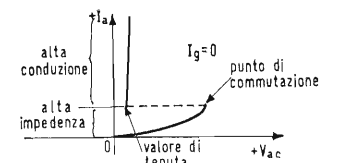
Per rilevare le caratteristiche anodiche $I_a = f(V_{ac})$ per $I_g =$ cost. di un S.C.R. è necessario predisporre un apposito circuito. La rilevazione viene eseguita facendo assumere un valore costante alla corrente di gate I_g e variando la tensione anodica V_{ac} e osservando i valori assunti dalla ..... anodica I_a.

8.2 (corrente)

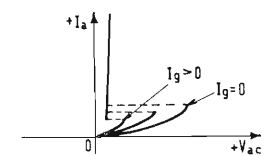
La figura illustra una caratteristica tipica di un dispositivo *PNPN* con $I_g =$ . . . .

8.3 (0)

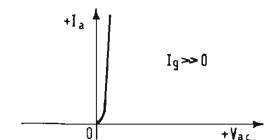
Quando un diodo controllato si trova nello stato OFF, aumentando la tensione anodica la corrente di dispersione (I_{co}) non aumenta apprezzabilmente finché non raggiunge un valore dal quale ..... l'effetto « valanga ».

8.4 (inizia)

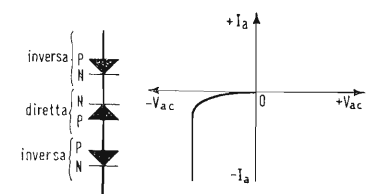
Superato questo valore, la corrente di dispersione ..... rapidamente finché la corrente totale non raggiunge un valore sufficiente a determinare nel diodo controllato un guadagno ≥ 1. Tale corrente è denominata « corrente di commutazione ».

8.5 (aumenta)

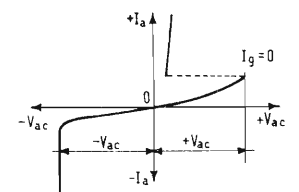
Raggiunta la corrente di commutazione il diodo controllato « scatta » nella « zona di alta conduzione ». Contemporaneamente è necessario far diminuire la ..... anodica onde evitare che la corrente anodica assuma valori eccessivi. Infatti con piccole tensioni anodiche si ottengono già considerevoli valori di corrente.

8.6 (tensione)

Un S.C.R. resta nella zona di alta conduzione anche se la tensione anodica viene portata a valori molto bassi. Però, se la corrente anodica viene fatta ..... al di sotto di un valore minimo denominato « di tenuta » il diodo controllato si porta nello stato OFF.

8.7 (diminuire)

Se si aumenta la corrente di comando I_g, l'area delle caratteristiche, compresa fra la corrente di commutazione e la corrente di tenuta, si fa appuntita e la tensione anodica in grado di far ..... il diodo controllato è ridotta.

8.8 (commutare)

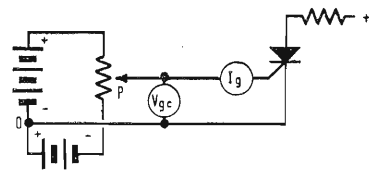
Con una corrente di comando I_g sufficientemente alta, la caratteristica $I_a = f(V_{ac})$ della struttura *PNPN* diventa simile a quella di una ..... *PN* al silicio.

8.9 (giunzione)

Nella direzione inversa la struttura *PNPN* è simile a due giunzioni *PN* collegate in serie e polarizzate inversamente, cosicché essa presenta delle caratteristiche molto simili a quelle di un diodo al silicio polarizzato . . . .

8.10 (inversamente)

Normalmente i diodi controllati possono sopportare un picco di tensione inversa di ampiezza circa uguale alla minima tensione diretta capace di farli commutare con $I_g = 0$.

9. CARATTERISTICHE DI COMANDO IG = F (VGC)*

9.1

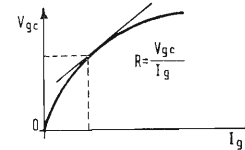
La figura a lato riporta un circuito che permette di rilevare la caratteristica di ..... $I_g = f(V_{gc})$ di un S.C.R.

9.2 (comando)

Variando il valore della tensione V_{gc}, per mezzo del potenziometro P, varia anche il valore della corrente ....

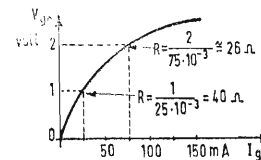
9.3 (Ig)

Facendo variare la tensione V_{gc} da $O\,V$ a un certo potenziale positivo, la ..... varia nel modo indicato dalla curva riportata in figura.

9.4 (Ig)

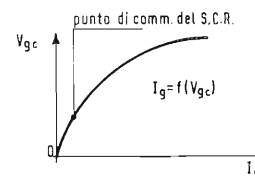
Il valore della tangente $\left(\frac{V_{gc}}{I_g}\right)$, ad ogni punto della curva ora ricavata, esprime il valore che la ..... della giunzione gate-catodo presenta nel punto considerato.

9.5 (resistenza)

Da quanto ora esaminato si deduce che la resistenza di ingresso gate-catodo non è costante, ma varia al variare della tensione di ingresso. Più precisamente essa ..... all'aumentare della tensione.

9.6 (diminuisce)

La giunzione PN, gate-catodo, ha la caratteristica $I_g = f(V_{gc})$ che risulta analoga a quella di un normale..... al silicio.

9.7 (diodo)

Durante la rivelazione della caratteristica $I_g = f(V_{gc})$, ottenuta facendo variare la V_{gc}, si raggiunge un certo valore della tensione stessa, il cui corrispondente valore di corrente I_g provoca la ..... del diodo controllato.

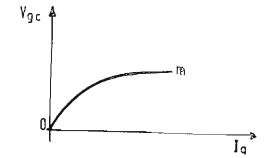
9.8 (commutazione)

Poiché si costruiscono S.C.R. che hanno prestazioni diverse si dispone di diversi tipi di diodi controllati. Tutti gli S.C.R. appartenenti allo stesso tipo dovrebbero avere la stessa caratteristica $I_g =$ ....., ma in realtà ogni esemplare presenta una caratteristica che può essere diversa da quelle degli altri esemplari.

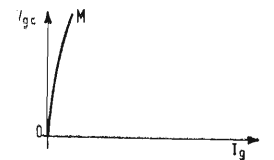
(*)Sui grafici che rappresentano la caratteristica $I_g = f(V_{gc})$, la variabile indipendente V_{gc} è stata riportata sull'asse delle ordinate, anziché su quello delle ascisse, per uniformità con quanto fornito dai costruttori.

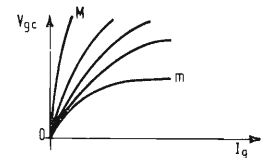
9.9 (f(Vgc))

Come conseguenza delle diverse caratteristiche costruttive ed elettriche (si ricordi il paragrafo 7.12) è quindi necessario rappresentare le caratteristiche di comando di ogni S.C.R. con un grafico. Normalmente il grafico è fornito dal costruttore. Esso è ricavato rilevando la caratteristica della giunzione gate-..... dei diodi controllati dello stesso tipo.

9.10 (catodo)

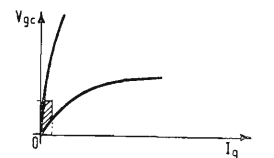
Procedendo in questo modo si giunge a determinare la caratteristica $I_g = f(V_{gc})$, per una certa temperatura costante, di un diodo controllato che presenta valori della resistenza di giunzione ..... minori di tutti gli altri in esame.

9.11 (gate-catodo)

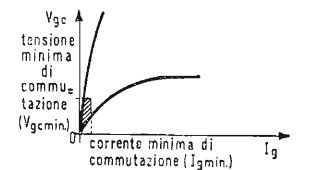
In modo analogo si rileva che un altro S.C.R. presenta valori di resistenza gate-catodo ..... a quelli di tutti gli esemplari esaminati.

9.12 (superiori)

Ognuno degli altri S.C.R. dello stesso tipo ha valori di resistenza ..... fra i massimi e i minimi sopra esaminati. Come conseguenza le caratteristiche di ognuno di questi S.C.R., sono riportate sul grafico nella zona compresa fra le due caratteristiche limite.

9.13 (intermedi)

Si è visto che possono esistere delle differenze fra i valori delle resistenze di ingresso di esemplari diversi dello stesso tipo di S.C.R. Oltre a questa differenza, ne può esistere un'altra relativa al guadagno G dei transistori ipotetici che costituiscono gli S.C.R. Ciò comporta che esemplari diversi dello stesso tipo possono commutare con valori diversi di ..... e di tensione V_{gc}.

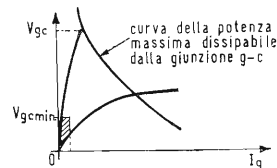
9.14 (corrente Ig)

Se si riportano sul grafico i punti determinati dalle coppie di valori I_g e V_{gc} relativi alla commutazione di tutti gli S.C.R. di un dato tipo si ottiene un insieme di punti che costituiscono ..... annerita.

9.15 (l'area)

La zona dei possibili punti di commutazione è delimitata da due segmenti i quali rappresentano i valori minimi di tensione e di ..... necessari a far commutare tutti gli S.C.R. dello stesso tipo.

9.16 (corrente)

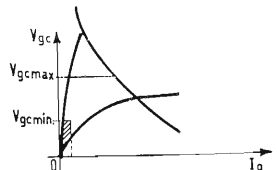
Per avere la sicurezza che tutti gli esemplari dello stesso tipo di S.C.R. commutino è necessario quindi che il circuito di comando, connesso al gate, sia in grado di fornire dei valori di tensione e di corrente superiori ai valori ..... indicati sul grafico.

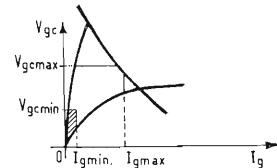
9.17
(minimi)

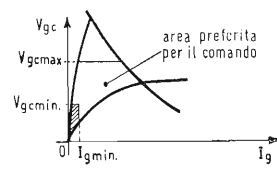
Non tutti i valori superiori a V_{gc}min e $I_g$min possono essere utilizzati per comandare il gate di un S.C.R. Poiché il prodotto dei valori che assume la V_{gc} per i corrispondenti valori che assume la I_g determina il valore della potenza applicata alla giunzione, è necessario considerare anche il parametro della ..... massima dissipabile dalla giunzione stessa.

9.18
(potenza)

Tale parametro è dato dal costruttore e delimita i valori della tensione e della corrente ..... applicabili al gate.

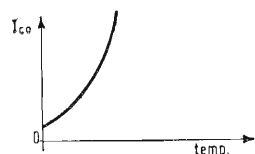
9.19
(massima)

Inoltre non è possibile raggiungere il valore di massima potenza per valori di massima tensione e minima corrente poiché esiste, per ogni tipo di S.C.R., un valore massimo di tensione (V_{gc}max) applicabile al gate, superato il quale si danneggia la giunzione .....-catodo.

9.20
(gate)

In alcuni tipi di S.C.R., di ridotta potenza, non è possibile raggiungere il valore di massima potenza per valori di massima corrente e ..... tensione poiché esiste un valore di massima corrente ($I_g$max) non superabile.

9.21
(minima)

In definitiva il grafico, che rappresenta le caratteristiche $I_g = f(V_{gc})$, fornito dal costruttore per ogni tipo di S.C.R. si presenta come quello riportato in figura. Tale grafico è suddiviso in due aree: l'area annerita è l'area dei possibili punti di commutazione, l'altra è l'area di sicura commutazione e viene indicata come l'« area preferita per il comando ».

10. RELAZIONE FRA TEMPERATURA E CORRENTE IGMIN DI COMMUTAZIONE

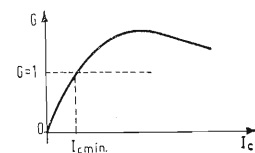
10.1

In un S.C.R., polarizzato con una tensione anodica costante, la corrente inversa di dispersione I_{co} dei due ipotetici transistori che lo compongono è funzione della temperatura delle giunzioni (si veda il par. 7.12). Se la temperatura aumenta la corrente I_{co} ..... secondo una certa funzione.

10.2
(aumenta)

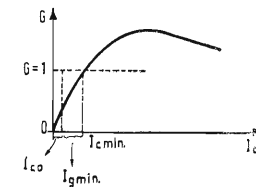
Si ricordi che per ottenere la commutazione di un S.C.R. è necessario far raggiungere all'anello di reazione un guadagno G ....., dove $G = G_1 \cdot G_2$ (par. 5.3).

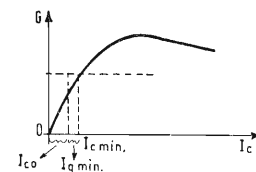
G ≥1=commutazione S. C. R.

10.3
(≥ 1)

I guadagni G_1 e G_2 aumentano se aumenta la corrente di emettitore dei due ipotetici transistori. Di conseguenza G aumenta se ..... la corrente di catodo del S.C.R.

10.4
(aumenta)

Si ottiene $G \geq 1$, e quindi la commutazione del S.C.R., con un certo valore di corrente di catodo ($I_c$min). Tale valore è ottenuto dalla somma della corrente di dispersione con la corrente di ....

$$I_c\text{min} = I_{co} + I_g\text{min}$$

10.5
(gate)

Poiché la corrente I_{co} aumenta in funzione della temperatura, per ottenere lo stesso valore di $I_c$min che consente la commutazione del diodo controllato, si deve diminuire la corrente $I_g$min di un valore ..... a quello dell'incremento di I_{co}.

10.6
(eguale)

Concludendo si nota che la corrente $I_g$min, necessaria per far commutare un diodo controllato, diminuisce all'aumentare della temperatura delle giunzioni del S.C.R. stesso.

$I_g\,min. = f\left(\frac{1}{temp.}\right)$

11. RELAZIONE FRA VAC E CORRENTE IGMIN DI COMMUTAZIONE

11.1

La corrente di dispersione I_{co} di un S.C.R., mantenuto a temperatura costante, varia in funzione del valore della tensione anodica V_{ac} (si veda il par. 8.3). Se la tensione V_{ac} aumenta, la corrente I_{co} ..... secondo una certa funzione.

$I_{co} = f(V_{ac})$

11.2
(aumenta)

Per ottenere la commutazione di un S.C.R. è necessario far raggiungere al suo anello interno di reazione il guadagno $G \geq$..........

G ≥1= commutazione S. C. R.

11.3
(≥ 1)

Il guadagno G aumenta se aumenta la corrente di ..... del S.C.R.

$G = f(I_c)$

11.4
(catodo)

Si ottiene $G \geq 1$, e quindi la commutazione del S.C.R., con un certo valore di corrente di catodo ($I_c$min). Questo valore è ottenuto dalla somma della corrente di ..... con la corrente di gate

$$I_c\text{min} = I_{co} + I_g\text{min}$$

$I_{cmin.} = I_{co} + I_{gmin.}$

11.5
(dispersione)

Poiché la corrente I_{co} aumenta all'aumentare della tensione V_{ac}, per ottenere lo stesso valore di $I_c$min che consente la commutazione del S.C.R. si deve diminuire la corrente $I_g$min di un valore eguale a quello dell'..... di I_{co}.

$I_{co} = f(V_{ac})$

11.6
(incremento)

Concludendo, la corrente di gate $I_g$min necessaria per far commutare un S.C.R. diminuisce all'aumentare della sua tensione anodica V_{ac}.

$I_{gmin.} = f\left(\frac{1}{V_{ac}}\right)$

(segue)

Fotografie a colori della Terra da un satellite stazionario

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale ha diffuso la prima fotografia a colori della Terra scattata da un satellite artificiale in orbita stazionaria a circa 36.000 chilometri di distanza.

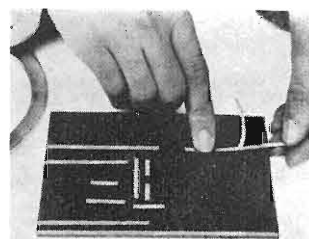
L'immagine, che è stata trasmessa alle stazioni di ascolto il 10 novembre dal cosiddetto « Applications Technology Satellite N. 3 » (ATS - III), satellite per applicazioni tecnologiche, mostra la Terra dall'Artico all'Antartico con tutti i dettagli dei quattro continenti (Nord e Sud America, Africa ed Europa) e della Groenlandia coperta di ghiacci. Nella fotografia, il continente antartico risulta completamente nascosto da una spessa coltre di nubi.

I principali « sistemi » meteorologici nei vari stadi di sviluppo sono chiaramente indicati nella fotografia a colori. Essa mostra una ampia fascia di nubi sulla regione centrale degli Stati Uniti tra i Grandi Laghi ed il Messico, in movimento verso oriente per effetto della pressione di un fronte freddo.

L'« ATS - III » è stato piazzato in orbita stazionaria al disopra dell'estremità del Brasile sull'Atlantico per sperimentare alcune apparecchiature elettroniche che verranno montate su una nuova « generazione » di satelliti per telecomunicazioni, di osservazione meteorologica e di assistenza alla navigazione aerea e marittima.

Immagini a colori di una faccia della Terra erano già state riprese e trasmesse in precedenza da un satellite artificiale del Dipartimento della Difesa denominato « Dodge », da veicoli « Lunar-Orbiter » messi in orbita intorno alla Luna e dalla capsula « Apollo IV » all'apice della sua traiettoria di 18.000 chilometri nel novembre scorso.

L'« ATS - III » pesa 383 chili. E' praticamente un banco di prova per i più complessi apparati destinati ai nuovi satelliti applicativi che l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale degli Stati Uniti si accinge a lanciare. Tra l'altro l'« ATS - III » sta collaudando un nuovo sistema che consente di calcolare l'ubicazione di oggetti fissi o in movimento mediante l'impiego di una stazione al suolo che ne esamina i segnali radio ritrasmessi attraverso un veicolo spaziale in orbita. La tecnica è la chiave della programmata Sorveglianza Meteorologica Mondiale. Nell'ambito di questa ambiziosa iniziativa avanzata, i satelliti sono destinati ad assolvere una funzione di primo piano, raccogliendo informazioni meteorologiche da una rete di osservazione in mare e di palloni-sonda nell'aria e ritrasmettendo i dati ai centri mondiali di elaborazione che provvederanno a loro volta a diramare i bollettini meteorologici di previsione.

L'« ATS - III » è anche dotato di apparati per telecomunicazioni radiotelefoniche tra stazioni di controllo al suolo e gli aviogetti commerciali di linea in volo al disopra di zone oceaniche ora soggette a frequenti silenzi radio. (*u.s.*)

dott. ing. A. Turrini

Circuiti d'impiego di indicatori visivi di portante stereo(*)

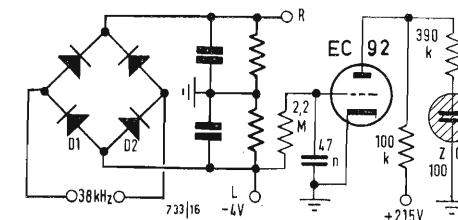



Fig. 2 - Per ottenere un'indicazione più sicura, può essere interessante ricorrere ad uno stadio amplificatore.

Gli utenti di apparecchi equipaggiati con un decodificatore multiplex danno in generale molta importanza alla presenza di un indicatore visivo, che segnali loro se i programmi trasmessi sono o no fatti in stereofonia. E ciò anche se il loro ricevitore è fornito di un dispositivo di commutazione automatica « mono-stereo ».

Per coloro che dispongono di apparecchi non provvisti di questo perfezionamento, è ben chiaro che i sistemi di segnalazione rivestono un interesse del tutto particolare, perché, in tal caso, è necessario un intervento manuale per passare da un modo di funzionamento all'altro. Questi motivi, ci hanno indotto a fare in qualche modo il punto della questione e a presentare ai lettori interessati a questo problema essenzialmente di pratica, un « digest » di tutti i circuiti esistenti, fra i quali essi potranno scegliere quello corrispondente al più confacente al loro caso.

1. - GLI INDICATORI CON TUBO AL NEON

Il più semplice di tutti gli indicatori è costituito da un tubo al neon, la cui illuminazione è comandata dalla subportante a 38 kHz, ricostituita utilizzando la frequenza pilota, che caratterizza una trasmissione stereofonica.

D'altronde, così come avremo l'occasione di constatare nel corso di questo studio, è in genere sull'assenza o, al contrario, sulla presenza di un tale segnale che riposa il funzionamento di tutti i circuiti di indicatori esaminati.

Ma torniamo al 1° circuito proposto (fig. 1). Si vede che il segnale a 38 kHz, prelevato dal collettore del transistore T da un condensatore di 2 nF, viene raddrizzato da un diodo D: si ottiene così una tensione negativa di —20 V circa, applicata all'elettrodo a sinistra di un tubo al neon (GL), il cui elettrodo di destra è portato ad una tensione positiva stabilizzata da un diodo zener e regolata per mezzo di R_2. Questo potenziometro viene normalmente regolato in modo da ottenere, in « mono », l'estinzione sicura del tubo al neon.

Poichè questo circuito rischia, nel caso di portanti deboli o di ricevitori insufficientemente sensibili, di essere talvolta un po' difficile da regolare, presentiamo in fig. 2 una variante facente ricorso ad uno stadio amplificatore, che impiega un triodo EC92 disposto all'uscita di un complesso raddrizzatore a diodi. Qui, in presenza della subportante a 38 kHz, si ottiene al punto L una tensione continua di — 4 V circa, che, applicata alla griglia del triodo, lo blocca, dando luogo ad una sopraelevazione della sua tensione anodica e, in conseguenza, all'illuminazione del tubo al neon disposto in parallelo. Coloro che accordano la preferenza ai semiconduttori possono ispirarsi allo schema di fig. 3, che, del resto, è solo una versione transistorizzata dello schema precedente.

(*) *Toute l'electronique* n. 308, pag. 349-353.

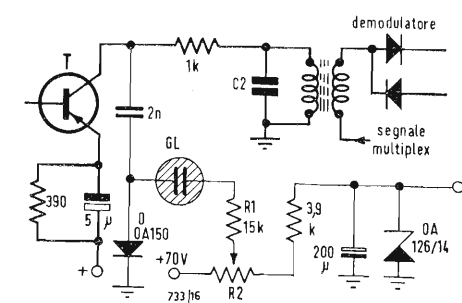



Fig. 1 - In questo circuito indicatore con tubo al neon, i segnali a 38 kHz vengono raddrizzati dal diodo *D*.

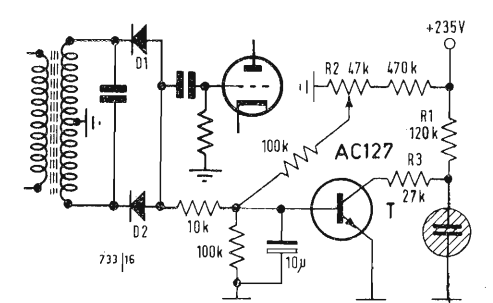
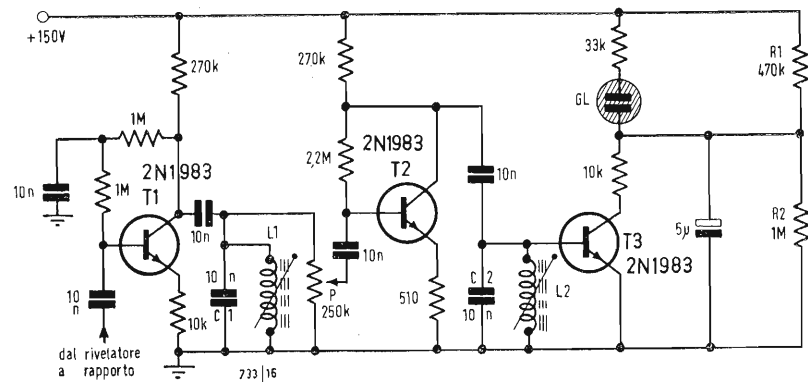



Fig. 3 - Lo stadio amplificatore posto a monte del tubo al neon può ben essere costituito da un transistore.

Fig. 4 - Quando il decodificatore impiegato sfrutta un oscillatore locale per ripristinare la subportante, si è costretti ad usare un circuito come questo per ottenere l'illuminazione del tubo indicatore.

Al posto di un tubo elettronico, si adopera un transistore n-p-n, la cui base è comandata dalla componente continua ottenuta per rivelazione della subportante a 38 kHz. In presenza di quest'ultima il transistore, normalmente conduttivo, si trova sicuramente interdetto; allora la tensione ai capi di R_1 si alza, provocando l'ionizzazione del tubo al neon. Si noti che con R_2 è possibile regolare il punto di funzionamento del transistore. Nel caso in cui si usi un decodificatore, che non ricostituisce la sottoportante a partire dalla frequenza pilota, ma facente ricorso ad un oscillatore locale, il problema è un poco più complicato, poiché si dispone in permanenza di un segnale a 38 kHz.

Bisogna allora ricorrere ad uno schema come quello di fig. 4, usato per amplificare la frequenza pilota ricevuta, che serve generalmente a sincronizzare il decodificatore. Nell'esempio qui riportato, i gruppi $L_1.C_1$ e $L_2.C_2$ sono accordati alla frequenza pilota. Alimentato dal ponte divisore R_1, R_2, il tubo indicatore al neon è insufficientemente polarizzato per potersi illuminare. In presenza di una trasmissione stereofonica, però, i massimi positivi del segnale pilota sono sufficienti per comandare il transistore e, in conseguenza, l'illuminazione del tubo al neon.

2. - GLI INDICATORI A LAMPADA INCANDESCENTE

I circuiti che sfruttano le lampadine a incandescenza usati come resistenza di carico di un transistore, sono assai più usati dei circuiti precedenti. Il primo circuito proposto, sfruttante questa tecnica, è rappresentato in fig. 5. Richiede un avvolgimento L_1 di accoppiamento disposto al livello dello stadio modulatore e che permette di prelevare il segnale a 38 kHz della subportante ricostituita. Quest'ultima viene sfruttata per comandare il transistore T, nel cui circuito di collettore è disposta la lampadina segnalatrice; si noti che la tensione di collettore, necessaria per il funzionamento del transistore, è semplicemente ottenuta dai 6,3 V di accensione e raddrizzati da un diodo.

In « mono », il transistore (un AC126), non ricevendo sulla sua base alcun segnale, è normalmente bloccato; in « stereo », al contrario, esso diviene conduttivo, provocando l'illuminazione della lampadina di segnalazione.

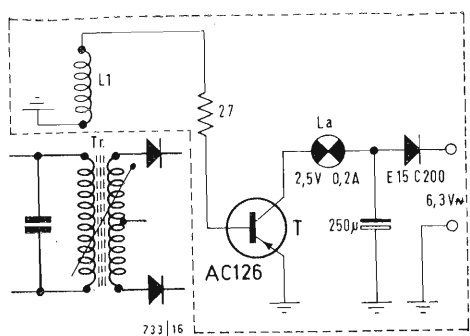



Fig. 5 - Qui si richiede di fornire l'indicazione visiva non più ad un tubo al neon, ma ad una lampadina a incandescenza, associata ad uno stadio amplificatore a transistore.

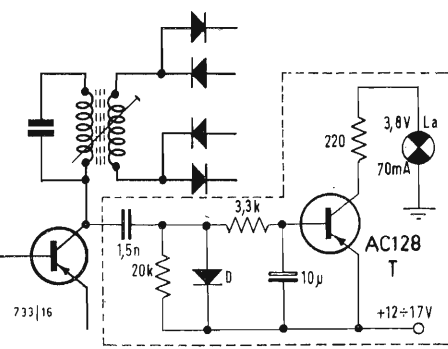



Fig. 6 - I segnali di comando a 38 kHz raddrizzati dal diodo D, permettono di far variare la corrente di collettore del transistore caricato dalla lampadina a incandescenza.

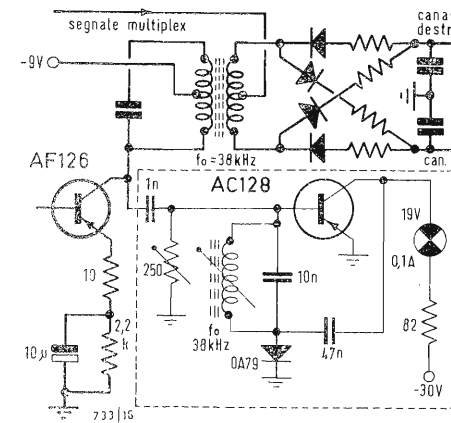



Fig. 7 - Variante della fig. 6. Questo schema impiega un circuito accordato supplementare accordato a 38 kHz.

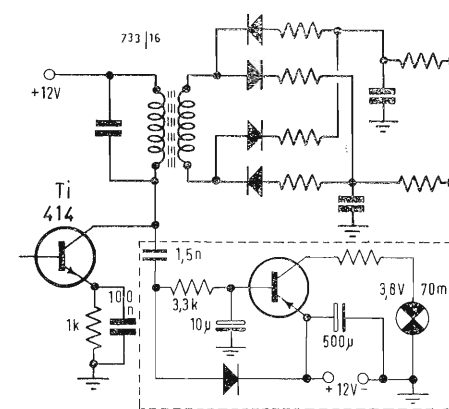



Fig. 8 - Altro esempio di indicatore di portante stereo impiegante un bulbo a incandescenza.

In fig. 6 si ha una leggera variante. Qui il segnale a 38 kHz è raddrizzato dal diodo D e la tensione continua risultante è applicata alla base del transistore di comando, sempre caricato da una lampadina a incandescenza. L'alimentazione del transistore è di tipo classico.

In fig. 7 si ha un po' la stessa cosa. Tuttavia, al fine di rendere il funzionamento dell'indicatore ancora più sicuro, si è fatto ricorso ad un circuito accordato centrato a 38 kHz, alla base del quale è posto un diodo OA79 di rivelazione. Come nello schema precedente, il transistore si sblocca solo in presenza di una portante stereo, e in questo caso esclusivamente, la lampada posta come carico di collettore si illumina. In fig. 8. in circuito è in tutto simile a quello di fig. 6, esso infatti non si differenzia che per l'assenza della resistenza di carico in parallelo al diodo rivelatore. Il circuito di fig. 9 deriva direttamente da quello di fig. 5. Esso però presenta il vantaggio di non richiedere l'uso di un avvolgimento di accoppiamento speciale, la cui realizzazione può comportare qualche difficoltà. Infatti, i segnali di controllo a 38 kHz sono direttamente prelevati dal circuito di emettitore del transistore di entrata della stadio demodulatore. Bloccato durante la ricezione dei programmi « mono », poichè in tal caso non riceve alcun segnale sulla base, il transistore 2N408 è reso conduttivo per la presenza di una portante « stereo ». La sua corrente di collettore viene così utilizzata per accen-

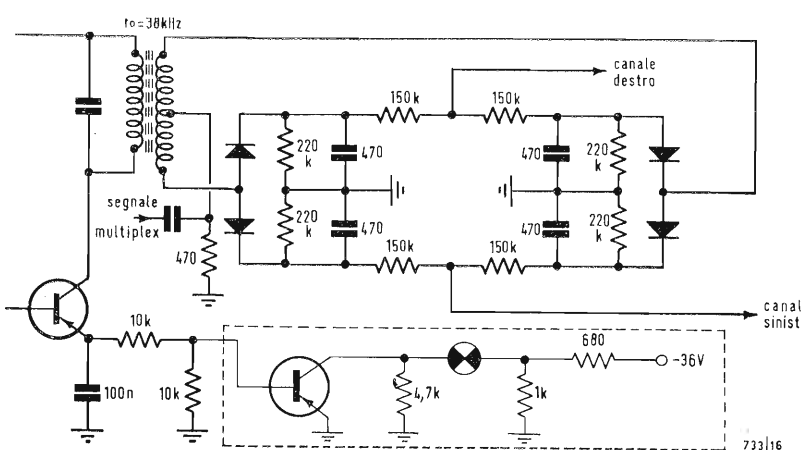



Fig. 9 - Bloccato in « mono », il transistore 2N408 è reso conduttivo in « Stereo », il che ha per effetto di illuminare la lampadina montata in serie nel suo circuito di collettore.

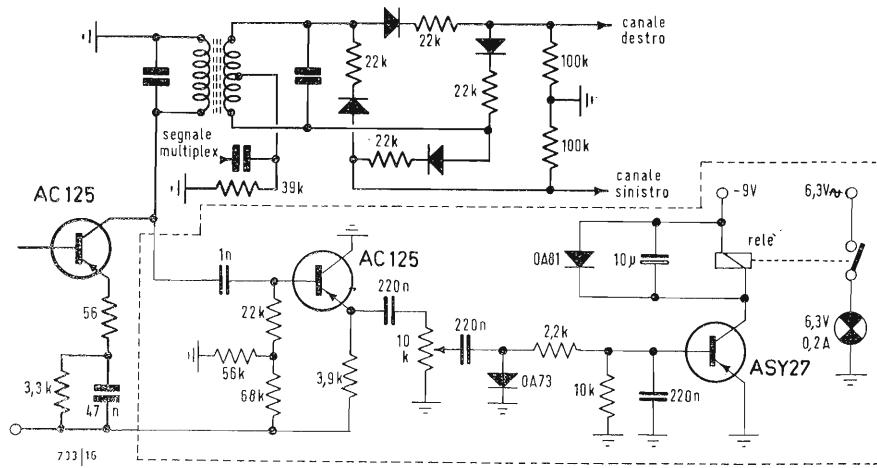



Fig. 10 - Schema tipico di un indicatore a relé comandato con un segnale dedotto dalla sottoportante a 38 kHz.

dere la lampadina a incandescenza di segnalazione.

3. - GLI INDICATORI A RELE'

In molti casi, si può aver interesse a commutare il circuito del decodificatore, in modo da mettere questi ultimi in servizio unicamente quando si fa la ricezione di un programma « stereo ». Per fare ciò, ci si può ispirare al circuito di fig. 10, che mette in gioco un relé, di cui alcuni contatti supplementari permettono appunto di effettuare le commutazioni ora accennate. Nel caso che ci interessa, tuttavia, non considereremo che la sezione di segnalazione, lasciando ai nostri lettori la cura di completare il circuito proposto.

Poiché occorre una certa potenza, non ci si meravigli se si sono adottati 2 transistori montati in cascata; uno (AC125) serve da «tampone» fra l'ultimo stadio a 38 kHz ed il transistore ASY27 adibito al relé di comando.

Dosati da un potenziometro di 10 kΩ, i segnali della subportante, una volta raddrizzati, vengono usati per sbloccare il transistore di comando, caricato qui da un relé telefonico, i cui contatti servono ad illuminare la lampadina di segnalazione. È un po' la stessa cosa che si ha in fig. 11, con questa differenza però, che lo stadio di commutazione è preceduto da due stadi amplificatori; il tutto è infatti chiamato a funzionare in connessione con un decodificatore sincronizzato dalla frequenza pilota e impiegante, perciò, un oscillatore locale di sottoportante.

4. - GLI INDICATORI A TUBI CATODICI

Si tratta di tubi del tipo « occhio magico » (EM87 o simili) le variazioni del settore luminoso dei quali permettono di mettere in evidenza una portante stereo.

Un primo circuito, abbastanza evoluto, che sfrutta un tubo di questo tipo è dato in fig. 12. I segnali a 38 kHz provenienti dallo stadio demodulatore, applicati alla griglia di comando, vengono dapprima amplificati da una delle sezioni del tubo, ripresi e poi rivelati da un diodo; la componente continua negativa così ottenuta viene inviata alla griglia dell'EM87.

È evidentemente possibile fare qualche semplificazione, come dimostra la fig. 13, che non fa uso di alcun circuito di amplificazione annesso, poiché solo un diodo è usato in serie nel collegamento fra il trasformatore di demodulazione e il tubo indicatore propriamente detto. Sebbene di uso meno comune, non si possono passare sotto silenzio due tubi speciali. Uno è l'EAM87, che contiene un triodo amplificatore integrato; l'altro è l'EMM803 indicatore doppio. Il 1° è indicato nello schema di fig. 14. Come si può constatare, i segnali a 19 kHz prelevati al livello dello stadio duplicatore, e amplificati preventivamente da un AF117, vengono dapprima raddrizzati dalla sezione diodica contenuta nel tubo stesso, poi filtrati dal gruppo R_1C_1, prima di essere applicati alla griglia del triodo amplificatore. Ripresi sull'anodo di quest'ultimo, essi

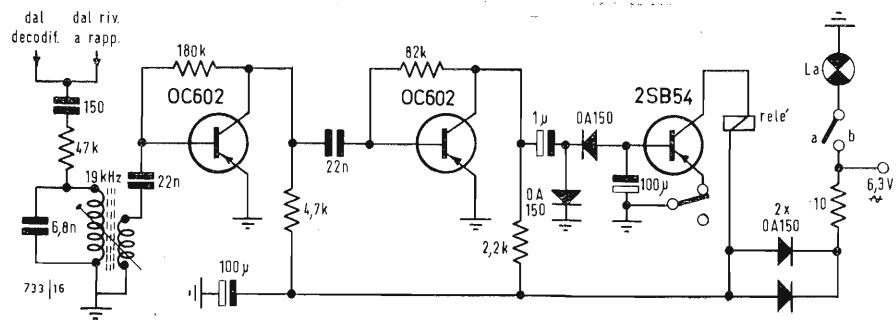



Fig. 11 - In questo schema, destinato a essere usato con un decodificatore impiegante un oscillatore locale di subportante, lo stadio di commutazione è preceduto da due stadi di amplificazione.

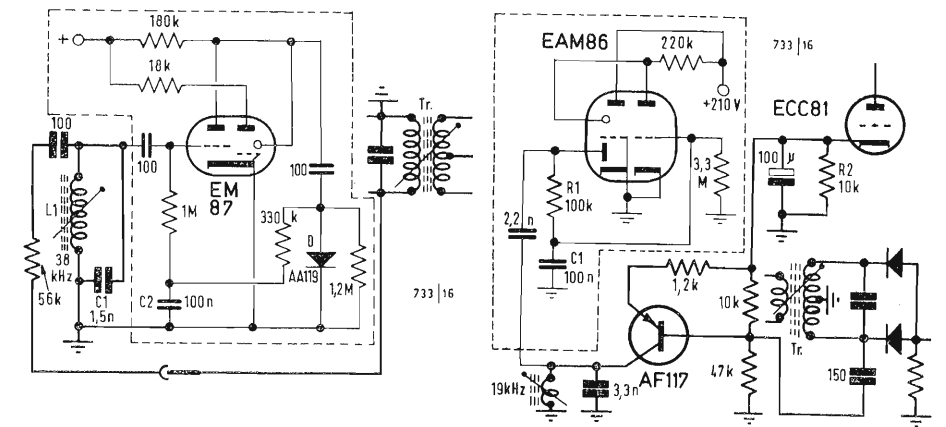



Fig. 12 - Schema con indicatore visivo, di cui una delle sezioni è impiegata come amplificatore per i segnali a 38 kHz.

Fig. 14 - Esempio di indicatore visivo impiegante un tubo speciale (EAM87) comportante un triodo amplificatore integrato.

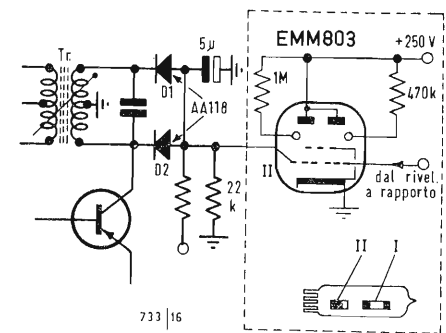



Fig. 15 - Il tubo indicatore doppio EMM803 costituisce realmente la soluzione ideale; una delle sezioni può essere adibita alla regolazione visiva sulle varie stazioni.

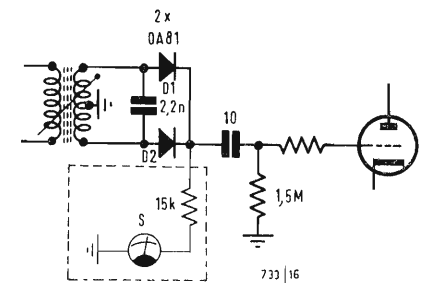



Fig. 16 - Il più semplice di tutti gli indicatori è ancora costituito da un galvanometro a equipaggio mobile, applicato all'uscita dal duplicatore di frequenza.

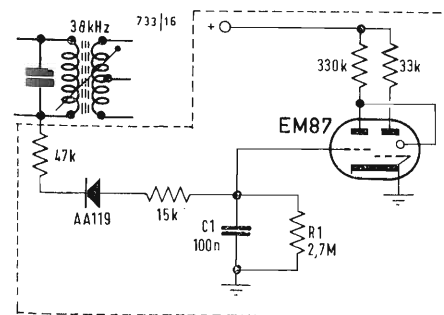



Fig. 13 - Variante semplificata del circuito precedente di fig. 12.

vengono poi applicati all'elettrodo deflettore della sezione indicatrice propriamente detta.

Si sarà certamente notato, a proposito dello stadio amplificatore a transistori, che la tensione di alimentazione necessaria al suo funzionamento è presa semplicemente dal catodo di un tubo ECC81 facente normalmente parte del decodificatore usato; l'impiego di un simile circuito non pone dunque problemi particolari con un apparecchio equipaggiato con tubi elettronici.

Quella di fig. 15 è una soluzione ideale, che permette, grazie all'uso di un indicatore doppio, di cogliere due piccioni con una fava. Il tubo EMM803 comportando in realtà due sezioni luminose a controllo separato, permette perfettamente di riservare la prima sezione alla regolazione visiva su portante MF, collegando per esempio la griglia controllo corrispondente, all'uscita del rivelatore a rapporto. Quanto alla 2ª sezione, basta connetterla semplicemente all'uscita dei diodi del circuito duplicatore di frequenza, per ottenere una diminuzione del settore luminoso corrispondente, quando si sta ricevendo una portante stereo.

5. - PER CONCLUDERE

Rimane possibile un'ultima soluzione, che sembra di gran lunga la più semplice, sebbene funzionante perfettamente (fig. 16). Essa consiste, modestamente, nell'usare un galvanometro ad equipaggio mobile relativamente sensibile (140 μA) e nell'applicarlo all'uscita dello stadio duplicatore di frequenza. *A*

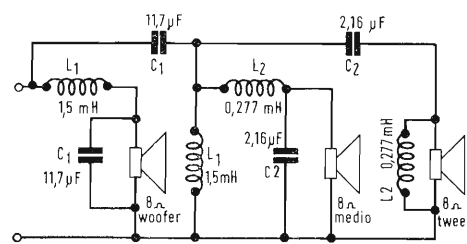



Fig. 0883/1

Fig. 0883/2

Fig. 0883/3

0883 - ***Sig. Gensini G. - Pisa***

D. Vi prego comunicarmi il nome e l'indirizzo della Ditta rivenditrice dell'altoparlante per note centrali Vega « Médomex » da Voi descritto sul n° 3-1966 de *l'antenna*.
Vi prego inoltre comunicarmi i dati costruttivi di un Crossover per altoparlante 8 Ω frequenza di taglio 1200-6500 Hz con attenuazione di 12 dB/ottava e descrivermi la costruzione delle induttanze.

R. L'altoparlante Médomex è fabbricato dalla Vega Electronics Corporation - 1161 Richard Avenue - Santa Clara - California 95050. È più agevole però rivolgersi alla IMPETUS S. A. - Via Berna 2 - Lugano - Svizzera. Questa Società fa capo alla Electro-Voice Inc.
Le forniamo in allegato lo schema del doppio filtro di incrocio, per attenuazione 12 dB/ottava, $f_1 = 1200$ Hz; $f_2 = 6500$ Hz; $Z = 8\,\Omega$ e i dati costruttivi delle bobine.
N.B. - Gli avvolgimenti devono essere isolati con uno strato di carta velina ogni due strati e fasciati con lateroide 2/10 mm; per l'uscita dei terminali praticare due forellini in una flangia.
Le formule per il calcolo dei crossover e delle dimensioni geometriche delle relative bobine sono date nel libro « La tecnica dell'alta fedeltà » seconda edizione recentemente da noi pubblicata. *a.f.*

0884 - ***Sig. Calgaro - Bassano del Grappa***

D. Desidero sostituire il mio vecchio radiogrammofono con un complesso ampli-sinto automatico stereo FM multiplex Hi-Fi, per una ricezione e riproduzione di qualità di musica classica sinfonica e da camera.
Il Dr. Ing. A. Banfi ne *l'antenna* n. 12 1966 ha scritto che « oggi è possibile accedere ad un buon complesso di qualità stereofonico, anche con una modesta cifra ».
Pertanto prego di indicarmi le caratteristiche tecniche minime indispensabili, che deve possedere detto complesso.

R. Ecco le caratteristiche necessarie per un ricevitore stereo di alta fedeltà:

Sezione sintonizzatore MF:
sensibilità utile (standard IHF) 1,8 µV; rapporto segnale/rumore (al 100 % di modulazione) 70 dB; selettività 60 dB; Reiezione della FI (a 100 MHz) 85 dB; Rapporto di captazione (reiezione d'interferenze sulla stessa frequenza di ricezione) a 100 MHz 2,5 dB rapporto d'immagine (a 100 MHz) 60| dB; distorsione armonica MF (a 400 Hz, modulazione 100 %) 0,5 %; separazione MF stereo (a 1 kHz) 35 dB; precisione di taratura 0,2 %; deriva 0,1 %.

Sezione sintonizzatore MA:
sensibilità (per 2 W di uscita a 1 MHz) 5 µV; selettività a 1 MHz, 55 dB; rapporto d'immagine a 1 MHz, 70 dB; reiezione della FI, 80 dB.

Sezione amplificatore:
potenza di uscita efficace (per distorsione 0,7 %, a 1 kHz canali sinistro e destro) 2 × 25 W; potenza musicale totale (standard IHF) 55 W; distorsione armonica totale (a 1 kHz, alla potenza nominale) 0,5 %; distorsione d'intermodulazione (misurata con 60 Hz + 7 kHz, rapporto 4:1) 0,5 % a 27 W con entrambi i canali in funzione; risposta totale in frequenza da 25 Hz a 25 kHz entro +1 dB; risposta in frequenza della sola unità amplificatrice da 10 Hz a 40 kHz entro +0 e —2 dB; ronzio e fruscio (all'entrata alto livello) 80 dB sotto la potenza nominale; separazione dei canali (a 1 kHz) 50 dB; controllo dei toni bassi (variazione totale a 50 Hz) 22 dB; controllo dei toni acuti (variazione totale a 10 kHz) 22 dB; sensibilità all'entrata fono a basso livello, 2 mV di uscita nominale, 5 mV; sensibilità all'entrata fono ad alto livello a 2 mV di uscita nominale, 15 mV; sensibilità all'entrata testina nastro alla potenza di uscita nominale, 25 mV; sensibilità all'entrata ausiliaria alla potenza di uscita nominale, 280 mV; filtro antirombo, filtro antifruscio; controllo fisiologico di volume, controllo di bilanciamento stereo, compensazione delle curve di registrazione dischi e nastro.

Giradischi:
3 velocità (4,7; 9,5 e 19 cm/sec); motore preferibilmente a isteresi, piatto volano ⦰ 30 cm, trascinamento a cinghia braccio con supporto girostatico equilibrato dinamicamente e pressione regolabile da 0 a 5 gr. Portatestina intercambiabile, sollevatore idraulico con arresto automatico. Si sconsiglia il cambia-dischi automatico, perchè con esso varia l'angolo di inclinazione della puntina sul disco.

Testine stereo:
di tipo magnetico o elettromagnetico, o a stato solido (Euphonics) complete di alimentatore separato, risposta da 20 Hz ad almeno 17 kHz, puntina di diamante (meglio se ellittica); angolo di trascinamento 15°; uscita 6 mV per canale a 1 kHz e a 5 cm/sec; separazione tra i canali almeno 20 dB a 10 kHz e almeno 15 dB a 20kHz; equilibrio tra i canali entro 2 dB; carico raccomandato 47 kΩ; complianza verticale e orizzontale $25 \cdot {}_{10^{-6}}$ cm/dine a 27°C; forza di trascinamento da 3/4 di gr. a 3 gr; induttanza 600÷680 mH; resistenza 650÷750 Ω; attacco standard 12,7 m/m; peso 5÷10 gr.

Braccio per fonorivelatore:
lunghezza 12"; portatestina standard; regolazione della forza di trascinamento (da 0,75 a 6 gr); microregolazione del bilanciamento del braccio; movimento su cuscinetti a sfere, altezza regolabile.

Altoparlanti e contenitori:
le possibilità sono così vaste da non potersi descrivere in una lettera. Ci limitiamo a dire che la potenza degli altoparlanti deve essere sempre almeno 20 % superiore a quella dell'amplificatore; che sono preferibili i tipi triassiali, ma che i medesimi risultati si possono ottenere con tre altoparlanti per canale (woofer 30 cm ⦰, altoparlante per note centrali ⦰ 20 cm o ellittico, tweeter ⦰ 10 cm o ellittico o di tipo a tromba a camera di compressione) di uguale impedenza, provvisti di due filtri di incrocio; consigliabile la sospensione pneumatica del cono. I due gruppi di altoparlanti devono essere identici (come i loro contenitori e gli amplificatori di bassa frequenza). I mobili contenitori devono essere costruiti da specialisti del ramo. Una certa preferenza deve essere accordata ai tipi bass-reflex con condotto per ridurre le dimensioni, rivestiti internamente di assorbente acustico minerale tipo lana di roccia. Si tenga presente che la simmetria della disposizione dei componenti diffusori rispetto all'ascoltatore è fondamentale in stereofonia e che molto opportuno è il 3° canale per colmare il vuoto che si forma tra un diffusore e l'altro, tra loro distanziati di almeno tre metri (se non si adottano speciali labirinti acustici).

Le consigliamo di visitare la Larir International Co. (Milano, v.le Premuda 38/A) o la Prodel S.p.A. Sezione alta fedeltà (Milano, via Plezzo 16). *a.f.*

0885 - ***Sig. Ferri A. - Firenze***

D. Necessitandomi costruire un millivoltmetro emicro-amperometro per usi particolari (misura di potenziali elettrochimici, ad altissima resistenza interna, misura di bassissime correnti tipo fotocellule, ecc.), ed avendo letto sulla vostra rivista *l'antenna* n° 5 del maggio 1962 nel notiziario industriale di un millivoltmetro transistorizzato a più portate per corrente continua, vorrei sapere se potete darmi alcune informazioni in merito. Per la sua costruzione mi rimane difficile la selezione dei transistori, dato che debbo acquistarli inscatolati.
Per i continui miglioramenti, nel campo degli amplificatori transistorizzati in corrente continua, vorrei sapere se ancora oggi conviene montare detto millivoltmetro.

R. Il millivoltmetro in oggetto ha uno schema sempre valido. Essendo la scala praticamente lineare, la lettura di 1 mV sulla portata 10 mV appare possibile. L'aggiunta di uno stadio amplificatore è alquanto problematica, data la simmetria del circuito. Meglio sarebbe aumentare la tensione di alimentazione a —12 V o anche a —15 V.
Il transistore BCZ11 può essere sostituito con uno qualunque fra i seguenti della serie americana: 2N327A - 2N328A - 2N329A - 2N943 - 2N944 - 2N1174 - 2N1219 - 2N1220 - 2N1373 e 2N1375. *a.f.*

0886 - ***Sig. Di Biase G. - Lanciano***

D. Sono in possesso di un « Schaltplan Wandmusikbox 30 M » della GEORG WIEGANDT E SÖHNE MUNZ-AUTOMATEN alla cui società tempo fa richiesi le caratteristiche dell'apparato e mi accontentarono con molta sollecitudine, ma dal complesso mancava l'amplificatore tipo « Verstärker VE1325/01 » della Philips impiegante 2 × ECC83 e 2 × EL84, trasf. uscita VE18066; trasf. alimen. VE18067; due altoparlanti 9770M.
Se Vi sarà impossibile rintracciate lo schema elettrico dell'amplificatore, vogliate comunicarmi le caratteristiche del trasf. di uscita e degli altoparlanti. Vorrei applicare all'amplificatore citato un mobile bass-reflex autocostruito, potreste consigliarmi al riguardo? Esiste qualche pubblicazione relativa alla progettazione dei bass-reflex?

R. L'amplificatore VE1325/01 è di fabbricazione della PHILIPS tedesca e non viene fabbricato altrove, per cui la PHILIPS ITALIANA non ha alcuna informazione relativa ad esso o ai suoi componenti.
In un lungo colloquio coi tecnici della Philips, presso la Sede di Milano, si è fatta una prolungata ricerca fra gli schemi d'amplificatori Philips per cercarne uno simile, che montasse lo stesso trasformatore di uscita con gli stessi tubi, ma l'esito è stato negativo.
Possiamo fornirle le caratteristiche dell'altoparlante 9770M:
Potenza max 6 W; ⦰ cono 20 cm circa; impedenza della bobina mobile a 1 kHz, 5 Ω; frequenza di risonanza 85 Hz; rendimento a 400 Hz, 6 %; flusso magnetico totale 26200; induzione 11.000; ⦰ cestello 214 mm; profondità 90 mm circa; peso 590 gr.
Come contenitore bass-reflex, Le consigliamo il tipo Philips per l'altoparlante 9710M; di questo contenitore Le alleghiamo un disegno quotato.
La ns. rivista *l'antenna* si è più volte occupata dell'argomento bass-reflex, pubblicando articoli di diversi autori e giungendo a risultati anche assai discordanti. È uscita la 2ª Edizione Rostro del libro «Alta Fedeltà» dove l'argomento è trattato brevemente e dove si forniscono norme di progetto che si sono dimostrate le migliori per esperienza.
Per tornare all'amplificatore VE1325/01, non possiamo che consigliarLe di rivolgersi direttamente alla Philips tedesca, della quale Le forniamo l'indirizzo:
DEUTSCHE PHILIPS - G m b H
Postfach 1093 - HAMBURG (Germania). *a.f.*

0887 - ***Sig. Bordignon T. - Grassau***

D. Egr. Ing. Nicolich - Da circa un anno mi trovo alla Körting e devo lavorare proprio su un apparato stereo preciso e potente che si trova in commercio qui in Germania. Esso passa sotto la denominazione « Apparecchiatura Cassa-Studio ELAC 3000 ».
Ho sentito che Lei ha scritto un volume sulla stereofonia, è vero? Se no, mi farebbe un grande piacere indirizzarmi su un trattato che tocchi questa materia.

R. L'informazione che Le è stata data non è esatta. Il libro da me elaborato e di recente pubblicazione è « La Tecnica dell'Alta Fedeltà », un rifacimento ex novo dell'omonimo lavoro del compianto G. Nicolao.
La stereofonia non è qui di proposito trattata, ma alla fine del volume è riportata un'appendice di schemi di apparecchi stereo Hi-Fi.
La letteratura sulla sterofonia Via radio è assai vasta, nella forma di articoli singoli sulle varie Riviste di tutto il mondo.
Possiamo indicarle le ns. ultime pubblicazioni su tale argomento:
« La Tecnica della Stereofonia » - pag. 34-42, la trattazione è assai limitata e non comporta schemi di ricevitori;
Decodificatori stereofonici per la ricezione di stereofonia ad alta frequenza - *l'antenna* n° 4/'66 - a pag. 181 e seg. In questo articolo sono descritti: le generalità della radiostereofonia; il sistema di ricezione, il principio della curva di inviluppo, il sistema a matrice; il sistema a scansione; i decodificatori Braun CE16, Grätz 790901, Grundig 6, Metz 420, Loewe Opta 52941, Saba E1;
« La ricezione nel processo Multiplex di stereofonia » *l'antenna*, n° 7 Luglio '66 - A. 38 - pag. 314-318. Sono trattate: la tecnica della ricezione, la decodificazione per somma, la trasformazione del segnale multiplex, la decodificazione per campionatura, le frequenze pilota e subportante e gli schemi pratici.
Inoltre nei numeri 7, 10, 11 e 12 de *l'antenna* 1966 sono descritti sintonizzatori e ricevitori MF Stereo;
«La storia dello stereo 1881» di J. Sunier - V. n° 98 - Gernsback Library - dedica un capitolo (da pag. 113 a pag. 146) alla radio diffusione stereofonica, senza entrare in particolari di schemi, chiarisce molto bene le idee e presenta tutti i sistemi possibili studiati e realizzati.
Infine nel libro « Communications Electronics Circuits » di J. J. De France sono discussi i vari tipi di modulazione a impulsi, la tecnica multiplex e la radiodiffusione stereo. *a.f.*

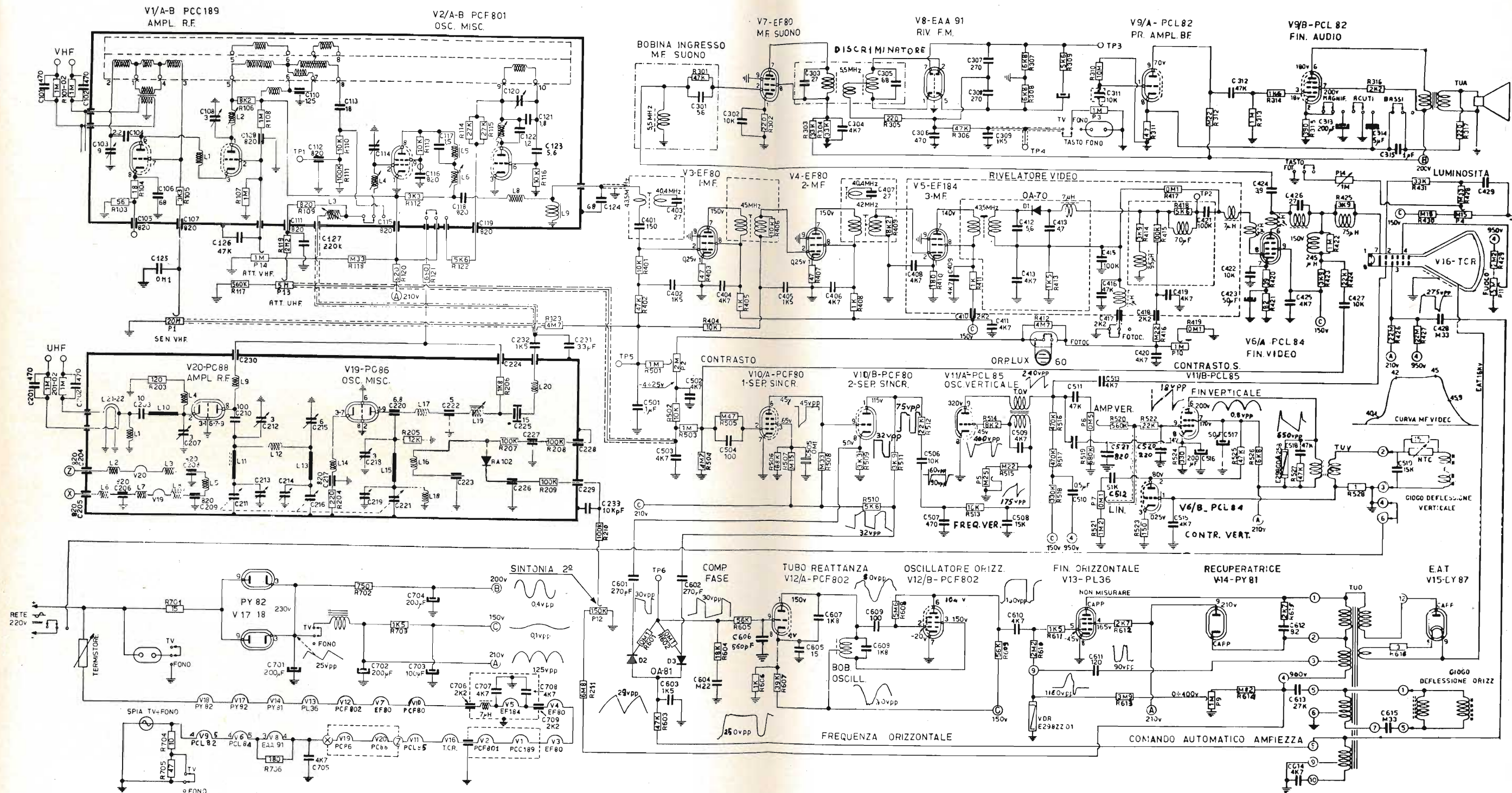
INDUSTRIE A. ZANUSSI

Nel settore della televisione industriale, le Industrie A. Zanussi di Pordenone hanno stabilito un accordo con la INDEL di Milano. La SELECO, del Gruppo Zanussi, ha affidato la distribuzione della propria produzione specializzata — telecamere, monitor, sistemi ed accessori per la televisione in circuito chiuso — alla INDEL, società che cessa pertanto di produrre tali apparecchiature appunto per assumere solo per questi prodotti la veste di agente generale di vendita della SELECO-Zanussi.
L'accordo ora sottoscritto dalle due società rivela l'intento delle Industrie Zanussi di migliorare e sviluppare i servizi tecnico-commerciali destinati agli utilizzatori della televisione industriale.

Schema elettrico del radioricevitore GRUNDIG mod. Yacht-Boy 204

TELEVISORE ULTRAVOX

Mod. Tiziano C

Schema elettrico del radioricevitore GRUNDIG mod. Yacht-Boy 204

Schema elettrico del ricevitore di TV ULTRAVOX mod. Tiziano C

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

INDUSTRIA FILATI DI LINO E CANAPA S.p.A.
Vimercate - Via C. Galbusera, 11
Refi di lino e nylon per cablaggi

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcalino manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32.562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

RAYTHEON-ELSI - Milano
Via Fabio Filzi 25 a
Telefono 65.46.61

---

seleco®
elettronica civile industriale componenti
Stabilimenti in Vallenoncello - Pordenone
Tel. 21451 C.P. 227 Telegr. Seleco Pordenone CAP 33170

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
20162 **MILANO**
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)
Consulenza Tecnica
Progettazione
Assistenza
Manutenzione

FRINI ANTENNE
Costruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti
FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

LA BIANTENNA s.n.c. - Milano
di Lo Monaco Aurelio & C.
Viale Umbria 37 - Tel. 584.637
Antenne TV ed accessori

Elettronica Industriale
Lissone (Milano) **Via Pergolesi 30**
Centralini a transistori e a valvole e acc. per impianti d'antenne collettivi

---

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C. Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche ***Augusta***
Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5